



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA



PROYECTO FIN DE CARRERA

Ingeniería Industrial: especialidad Electrónica

Control inalámbrico de sistemas basado en el uso de energía solar

Mayo de 2012

AUTOR: Oliver Garrido Díaz

TUTOR: Andrés Barrado Bautista





ÍNDICE

ÍNDICE	3
ÍNDICE DE FIGURAS.....	7
ÍNDICE DE TABLAS.....	11
1. Introducción y objetivos.....	13
2. Estado de la técnica en sistemas recolectores de energía	15
2.1. Tipos de sistemas	15
2.2. Aplicaciones comerciales	19
3. Control inalámbrico del timbre de una puerta	25
3.1. Especificaciones generales del sistema	25
3.2. Diseño del sistema emisor	25
3.2.1. Bloque de alimentación	26
3.2.2. Bloques de control y transmisión	27
3.2.3. Esquema eléctrico completo del sistema emisor	30
3.3. Diseño del sistema receptor.....	31
3.3.1. Bloque de recepción y validación.....	32
3.3.2. Bloque de control.....	33
3.3.3. Bloque de disparo.....	35
3.3.4. Esquema eléctrico completo del circuito receptor	36
3.4. Resultados experimentales.	36
4. Control inalámbrico de luminarias.	43
4.1. Especificaciones	43
4.2. Modos de funcionamiento	43
4.2.1. Descripción del modo de asociación.....	44
4.2.2. Descripción del modo normal de funcionamiento.....	45
4.2.3. Descripción de los códigos de identificación	46
4.3. Diseño del circuito emisor.	47
4.3.1. Bloque de alimentación	48
4.3.2. Bloque de control.....	51
4.3.2.1. Esquema eléctrico completo del circuito emisor.....	52
4.3.2.2. Rutina principal del microcontrolador	55



4.3.2.3.	Procedimiento de asociación	57
4.3.2.4.	Lectura del valor de intensidad de luz.....	60
4.3.2.5.	Transmisión del código.....	62
4.3.3.	Bloque de transmisión	65
4.4.	Diseño del circuito receptor.....	65
4.4.1.	Bloque de alimentación	66
4.4.2.	Bloque de sincronización.....	67
4.4.3.	Bloque de recepción y control.	70
4.4.3.1.	Descripción del funcionamiento	70
4.4.3.2.	Rutina principal del microcontrolador maestro	74
4.4.3.3.	Rutina de recepción del código.....	75
4.4.3.4.	Rutinas de gestión del código en ambos modos de funcionamiento .	80
4.4.3.5.	Subrutina de interrupción del timer 1	83
4.4.3.6.	Rutina de control del nivel de intensidad de luz	83
4.4.3.7.	Rutina principal del microcontrolador esclavo	86
4.4.4.	Bloque de disparo.	89
4.5.	Resultados experimentales generados.	90
5.	Conclusiones y trabajos futuros	103
5.1.	Descripción del trabajo realizado	103
5.2.	Principales conclusiones.....	103
5.3.	Trabajos futuros	104
6.	Presupuesto.....	107
6.1.	Presupuesto sistema de timbre inalámbrico.....	107
6.2.	Presupuesto sistema de control inalámbrico de luminarias.	108
7.	Referencias.....	111
Anexos.	113
Anexo 1:	Esquemas eléctricos y lista de componentes.	113
Anexo 2:	Programa receptor (control del timbre).....	121
Anexo 3:	Programa emisor (control de luminarias).....	123
Anexo 4:	Programa microcontrolador maestro (control de luminarias).	133
Anexo 5:	Programa del microcontrolador esclavo (control de luminarias).	147
Anexo 6:	Hojas de catálogo	151





ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1. Sistemas piezoeléctricos (Piezo Systems)	15
Fig. 2.2. Sistema electromagnético	16
Fig. 2.3. Panel solar	16
Fig. 2.4. Placa de efecto Seebeck	17
Fig. 2.5. Etiqueta de identificación RF	18
Fig. 2.6. Estimación de energía obtenida por diferentes sistemas. [1]	18
Fig. 2.7. Sistema ECO200 junto al transmisor inalámbrico PTM330	19
Fig. 2.8. Sistema VEH460 de FerroSolutions y sistema ECT310 Perpetuum	20
Fig. 2.9. Reloj Seiko Thermic	20
Fig. 2.10. Módulo sensor STM300 con placa solar ECS310 y módulo transmisor STM310	21
Fig. 2.11. Sistema de posicionamiento GPS para animales	21
Fig. 2.12. Sistemas médicos alimentados con energía solar	22
Fig. 2.13. Sensor desarrollado por la Universidad de Michigan	22
Fig. 2.14. Sistema de desarrollo eZ430-RF2500-SEH de Texas Instruments	23
Fig. 2.15. Timbre de puerta de la empresa Elektrobock	23
Fig. 3.1. Diagrama de bloques del circuito emisor	26
Fig. 3.2. Esquema del regulador MAX 666 y configuración para salida de tensión ajustable	26
Fig. 3.3. Secuencia de operación del encoder digital	28
Fig. 3.4. Codificación utilizada por el encoder para los bits	29
Fig. 3.5. Gráfico para la elección de la resistencia externa (encoder)	29
Fig. 3.6. Módulo transmisor a 434 MHz del fabricante Aurel	30
Fig. 3.7. Esquema eléctrico del sistema emisor	31
Fig. 3.8. Diagrama de bloques del circuito receptor	32
Fig. 3.9. Módulo receptor a 434 MHz del fabricante Aurel	32
Fig. 3.10. Gráfico para la elección de la resistencia externa (decoder)	33
Fig. 3.11. Diagrama de flujo para el microcontrolador PIC12F508 (receptor)	35
Fig. 3.12. Esquema eléctrico del circuito receptor	36
Fig. 3.13. Carga del supercondensador	37
Fig. 3.14. Frecuencia de oscilación y códigos del encoder y decoder	38
Fig. 3.15. Formas de onda del receptor	39
Fig. 3.16. Formas de onda del receptor	40
Fig. 3.17. Desfase entre pulsación y envío del código	40
Fig. 3.18. Montajes en protoboard del prototipo	41
Fig. 4.1. Secuencia de asociación entre emisor y receptores	44
Fig. 4.2. Secuencia de operación en el modo normal de funcionamiento	45
Fig. 4.3. Codificación utilizada para unos y ceros	46

Fig. 4.4. Ejemplo de códigos para los dos modos de funcionamiento	47
Fig. 4.5. Diagrama de bloques del emisor.....	48
Fig. 4.6. Fase 1 de la bomba de carga MCP1252.....	50
Fig. 4.7. Fase 2 de la bomba de carga MCP1252.....	50
Fig. 4.8. Fase 3 de la bomba de carga MCP1252.....	51
Fig. 4.9. Circuito emisor completo	54
Fig. 4.10. Diagrama de flujo de la rutina principal	56
Fig. 4.11. Diagrama de flujo de la rutina de asociación con un nuevo receptor.....	58
Fig. 4.12. Descripción de las posiciones EEPROM del microcontrolador emisor	59
Fig. 4.13. Elección del tiempo de adquisición del convertidor A/D	61
Fig. 4.14. Diagrama de flujo de la rutina de conversión A/D	62
Fig. 4.15. Rutina de transmisión	64
Fig. 4.16. Subrutinas de gestión del tiempo de transmisión	65
Fig. 4.17. Diagrama de bloques del receptor	66
Fig. 4.18. Circuito de alimentación.....	66
Fig. 4.19. Circuito detector de paso por cero	67
Fig. 4.20. Pulso de paso por cero con resistencia de polarización del fotodiodo de 51 k Ω	69
Fig. 4.21. Pulso de paso por cero con resistencia de polarización del fotodiodo de 100 k Ω	70
Fig. 4.22. Circuito de recepción y control.....	73
Fig. 4.23. Rutina principal del microcontrolador maestro	74
Fig. 4.24. Realización de la lectura de cada bit.....	75
Fig. 4.25. Subrutinas de recepción de los bits.	76
Fig. 4.26. Gestión en la recepción de cada bit.	77
Fig. 4.27. Descripción de las posiciones EEPROM del microcontrolador maestro receptor	78
Fig. 4.28. Rutina de recepción de los códigos	79
Fig. 4.29. Rutina de asociación con el emisor.....	81
Fig. 4.30. Rutina detallada de asociación con el emisor	82
Fig. 4.31. Rutina de gestión del código en modo normal de funcionamiento.....	82
Fig. 4.32. Subrutina de interrupción del timer 1	83
Fig. 4.33. Diagrama de flujo de la rutina de luminosidad.....	86
Fig. 4.34. Rutina principal del microcontrolador esclavo (PIC12F508).	88
Fig. 4.35. Rutina del timer 0 para el microcontrolador esclavo (PIC12F508).....	89
Fig. 4.36. Circuito de disparo del triac.....	89
Fig. 4.37. Característica estática V-I del triac y cuadrantes de disparo del triac.....	90
Fig. 4.38. Imagen del prototipo emisor.....	91
Fig. 4.39. Imagen del prototipo receptor.	91
Fig. 4.40. Formas de onda para el sistema emisor (1).....	93
Fig. 4.41. Formas de onda para el sistema emisor (2).....	94
Fig. 4.42. Formas de onda para el sistema emisor (3).....	94

Fig. 4.43. Formas de onda para el sistema emisor (4).....	95
Fig. 4.44. Formas de onda para el sistema receptor (1).....	96
Fig. 4.45. Formas de onda para el sistema receptor (2).....	96
Fig. 4.46. Formas de onda para el sistema receptor (3).....	97
Fig. 4.47. Formas de onda para el sistema receptor (4).....	97
Fig. 4.48. Formas de onda para el sistema receptor (5).....	98
Fig. 4.49. Formas de onda para el sistema receptor (6).....	98
Fig. 4.50. Formas de onda para el sistema receptor (7).....	99
Fig. 4.51. Formas de onda para el sistema receptor (8).....	99
Fig. 4.52. Formas de onda para el sistema receptor (9).....	100
Fig. 4.53. Imagen del plano de masa especificado para el receptor.....	101





ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1. Descripción del patillaje utilizado (PIC12F508)	34
Tabla 4.1. Descripción del patillaje del PIC12F675 de circuito emisor	52
Tabla 4.2. Descripción del patillaje del microcontrolador maestro (PIC12F675).....	71
Tabla 4.3: Descripción del patillaje del microcontrolador esclavo (PIC12F508)	71
Tabla 4.4. Códigos para la identificación del nivel de intensidad de luz	71
Tabla 4.5. Tiempos para la PWM de salida en función del nivel de intensidad de luz .	72
Tabla 6.1. Presupuesto para los componentes del circuito emisor.....	107
Tabla 6.2. Presupuesto para los componentes del circuito receptor.	108
Tabla 6.3. Presupuesto del servicio de ingeniería.....	108
Tabla 6.4. Presupuesto final del sistema del timbre inalámbrico.	108
Tabla 6.5. Presupuesto para los componentes del circuito emisor.....	109
Tabla 6.6. Presupuesto para los componentes del circuito receptor.	109
Tabla 6.7. Presupuesto del servicio de ingeniería.....	110
Tabla 6.8. Presupuesto final del sistema inalámbrico de luminarias.....	110



1. Introducción y objetivos

Actualmente pueden encontrarse en el mercado dispositivos electrónicos de bajo consumo que se alimentan a partir de fuentes y sistemas de generación renovables. La utilización de dichos sistemas es limitada, dada su capacidad y discontinuidad energética. Aún así se han desarrollado aplicaciones de utilidad con importantes ventajas respecto a su equivalente con alimentación tradicional (pilas o baterías). Estos sistemas ‘limpios’ proporcionan alimentación autónoma sin necesidad, en la mayoría de los casos, de mantenimiento. El objetivo principal de este proyecto es desarrollar dos aplicaciones a partir de uno de estos sistemas de generación para lograr un funcionamiento completamente autónomo.

Estos sistemas de generación usados en dispositivos de bajo consumo son los llamados ‘recolectores’ o *‘energy harvesting systems’* en la bibliografía anglosajona. Entre las fuentes primarias de las que extraen energía eléctrica se encuentran la luz solar (también luz artificial), el movimiento, gradientes de temperatura, cargas electrostáticas, etc. Cada sistema tiene sus particularidades especiales de aplicación en función de factores como su capacidad energética, disponibilidad de la misma, tamaño, peso, etc. En este proyecto se ha optado por la energía solar por motivos que se expondrán más adelante. Se ha empleado un pequeño panel fotovoltaico del tamaño habitual de los que usa un farol de jardín, que habitualmente se encarga de cargar un par de pilas AA de 1,2 V y 500 mAh durante el día para encender un diodo led durante la noche.

En relación a la aplicación, se ha decidido desarrollar dos sistemas basados en radiofrecuencia. Estos sistemas utilizan circuitos integrados con reducidos consumos y funcionalidades diversas tales como redes de sensores, sistemas de seguridad y detección, riego automático, etc. En estos ejemplos se elimina la conexión física entre el control y el sistema a controlar, permitiendo una comunicación remota a distancias de hasta decenas de metros y un funcionamiento independiente del emisor y el receptor. Son, por lo tanto, aplicaciones óptimas en los que poder instalar los sistemas de generación anteriormente mencionados.

Los productos de radiofrecuencia encontrados en el mercado se alimentan generalmente a partir de baterías, y en algunos casos a partir de la red eléctrica (receptores). En el caso de las baterías, los problemas asociados son un almacenamiento de energía limitado, la disminución acelerada de su carga, oxidación y sulfatación de los contactos, y en última instancia, pérdida del electrolito que puede llegar a inutilizar el dispositivo. Debido a ello, otro de los objetivos de este proyecto ha sido modificar el sistema de almacenamiento para reducir en lo posible estos problemas.

El primer sistema desarrollado tiene como objetivo la activación del timbre de una casa, mientras que el segundo sistema es un control de encendido y apagado del alumbrado de un recinto. En ambos casos se ha construido un prototipo.

Se han escogido estas dos aplicaciones debido a su reducido número de activaciones requeridas diariamente. De esta forma, el circuito emisor de ambos sistemas puede ser alimentado puntualmente cuando sea requerido enviar una señal a los receptores, lo que reduce el consumo y permite una mayor autonomía cuando la energía ofrecida por el panel sea escasa o nula.

Los objetivos generales de este proyecto se resumen en:

- Utilizar un pequeño panel solar como fuente de energía principal.
- Evitar la utilización de pilas y baterías.
- Desarrollar un control inalámbrico del timbre de una puerta.
- Desarrollar un control inalámbrico de luminarias.

En ambas aplicaciones, el emisor no tendrá, por lo tanto, conexión a la red eléctrica ni a pilas o baterías. Por el contrario, el receptor podrá disponer de conexión a la red eléctrica o a una fuente de corriente continua.

Este tipo de sistemas podría aplicarse donde no sea viable o económica la instalación de cableado de alimentación, o bien en el que se requiera una mayor funcionalidad de los sistemas

2. Estado de la técnica en sistemas recolectores de energía

2.1. Tipos de sistemas

Los sistemas de recolección de energía tratan de aprovechar fuentes de energía residual de diferente índole para su conversión en energía eléctrica de baja capacidad, generalmente del orden de μAh . Entre estas fuentes se encuentran la energía recibida del sol, las vibraciones y sacudidas proporcionadas por el movimiento de sistemas (bicicletas, coches, el cuerpo humano), los gradientes de temperatura entre superficies (calor corporal, motores) o la energía captada de sistemas de radiofrecuencia. Los sistemas de recolección actualmente en uso que pueden encontrarse son [1]:

Sistemas piezoeléctricos: se basan en la capacidad de ciertos materiales de generar diferencias de potencial al deformar su estructura (efecto piezoeléctrico). Para optimizar la capacidad de generación se suelen utilizar materiales cerámicos que utilizan la combinación plomo-zirconato-titanato, conocida como PZT (Fig. 2.1) y polímeros como el polifluoruro de vinilideno (PVDF). Estos materiales permiten generar tensiones en ocasiones superiores a 100 V al deformarlos por compresión y flexión, generando corrientes del orden del μA . Dado su insuficiente nivel de corriente para la mayoría de aplicaciones se suelen utilizar para alimentar sensores, aprovechando la energía del entorno que provoca su deformación. Son sistemas que aprovechan principalmente las vibraciones de baja frecuencia ($<100\text{ Hz}$).

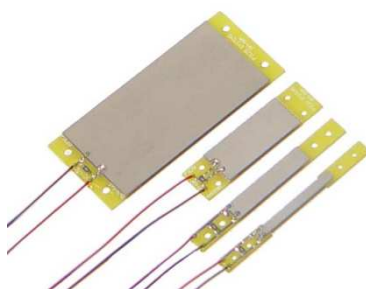


Fig. 2.1. Sistemas piezoeléctricos (Piezo Systems)

Sistemas electromagnéticos: se basan en la ley de inducción eléctrica de Faraday. Se componen de un devanado estático en el cual se inducen corrientes a partir de imanes permanentes en movimiento (Fig. 2.2). Este movimiento puede ser de rotación (relojes de pulsera) o de traslación (vibración del chasis de un coche). Estos sistemas suelen tener unas reducidas prestaciones energéticas, ya que dependen de factores como la frecuencia de

variación del campo magnético y el número de espiras del devanado. Para conseguir tensiones de un nivel suficiente es necesario que el devanado tenga un número elevado de espiras, lo que incrementa su volumen, peso y el coste del sistema. Además, la energía primaria proporciona movimientos de baja frecuencia que reducen el número de pasos de los imanes por el devanado, reduciendo así la amplitud de la tensión. Las aplicaciones suelen ser las mismas que los sistemas piezoeléctricos. Al igual que éstos generan corriente alterna, que debe ser rectificada y filtrada. En el caso de los sistemas electromagnéticos es esencial utilizar diodos con muy baja tensión de polarización directa.

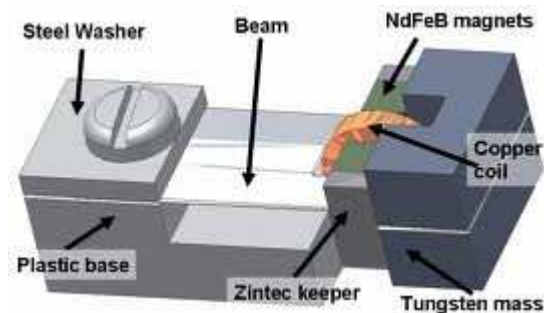


Fig. 2.2. Sistema electromagnético

Sistemas solares: están basados en el efecto fotoeléctrico. Son los sistemas con diferencia más utilizados en aplicaciones de bajo consumo. En el mercado pueden encontrarse relojes de pulsera, cargadores de teléfonos portátiles y muchos otros productos que utilizan paneles fotovoltaicos cuyas capacidades energéticas se encuentran en el rango de 10 a 100 mAh (Fig. 2.3). Entre sus ventajas están el proporcionar corriente continua de salida, no tener partes móviles que puedan sufrir fatiga y romperse (menor mantenimiento) y una elevada durabilidad. Son además los únicos sistemas que pueden proporcionar los niveles de tensión y corriente que exige una aplicación de bajo consumo estándar (unidades de voltio y miliamperio). De esta manera hay menores pérdidas por transformación.



Fig. 2.3. Panel solar

Sistemas termoeléctricos: estos sistemas funcionan de forma similar a los termopares utilizados para medir temperatura. En éstos se aprovecha el movimiento de cargas producido al aplicar un gradiente de temperatura en la unión de dos metales de diferente naturaleza (efecto Seebeck). Las cargas (electrones o huecos según sea un material N o P) se mueven de la unión caliente a la fría, proporcionando una tensión en relación directa con el gradiente aplicado. En generación se utilizan materiales como el telururo de bismuto (Bi_2Te_3). Se necesitan generalmente cientos de uniones P-N para proporcionar el nivel de tensión adecuado para una aplicación (Fig. 2.4). Una de sus principales aplicaciones es su uso en sensores médicos que aprovechan el calor corporal.

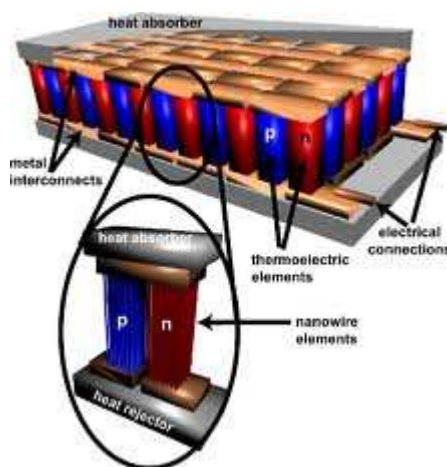


Fig. 2.4. Placa de efecto Seebeck

Sistemas radioeléctricos: estos dispositivos aprovechan la energía de las ondas de radio para alimentar su circuitería. La aplicación típica son las 'RFID passive tags' o etiquetas pasivas de identificación por radiofrecuencia. Estas etiquetas contienen un circuito integrado para el almacenamiento y procesamiento de las señales, así como una antena para recibir y transmitir la información. Estas etiquetas se comunican con un lector RFID, de forma que el lector envía una señal periódicamente para comprobar si hay respuesta de alguna etiqueta. En caso afirmativo captura dicha información y la envía a un subsistema de procesamiento de datos. Las etiquetas pasivas utilizan la misma señal del lector para conseguir la energía que necesitan para funcionar. Estos dispositivos son muy usados para la identificación de productos en centros comerciales y aduanas, así como la identificación de animales.

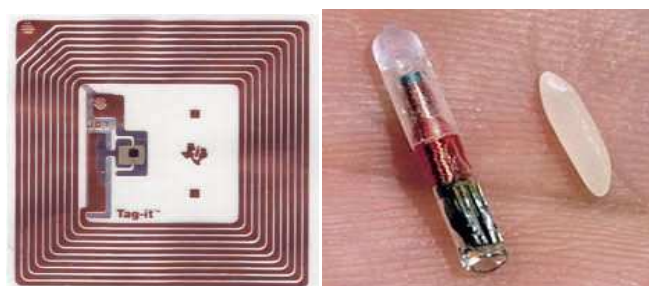


Fig. 2.5. Etiqueta de identificación RF

En la Fig. 2.6 puede verse una estimación de la energía por unidad de superficie para las diferentes fuentes de energía utilizadas por los sistemas recolectores según Texas Instruments. Como puede verse, la luz es la fuente que más energía proporciona para la tecnología actual disponible. Los grandes paneles son capaces de obtener hasta 1 mW de potencia media en una célula de 100 mm² y una eficiencia típica del 10%.

Los sistemas termoelectricos aplicados a personas son actualmente capaces de generar unas pocas decenas de $\mu\text{W}/\text{cm}^2$. Sin embargo han levantado interés para ser empleados en dispositivos médicos de bajo consumo [2]. A nivel industrial los gradientes de temperatura producidos son mayores, obteniéndose mayores densidades de energía.

Energy Source	Harvested Power
Vibration/Motion	
Human	4 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Industry	100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Temperature Difference	
Human	25 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Industry	1–10 mW/cm ²
Light	
Indoor	10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Outdoor	10 mW/cm ²
RF	
GSM	0.1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
WiFi	0.001 mW/cm ²

Fig. 2.6. Estimación de energía obtenida por diferentes sistemas. [2]

Los sistemas que aprovechan el movimiento se utilizan generalmente a nivel industrial, donde las vibraciones en estructuras y otros escenarios se producen con mayor frecuencia que en el caso del ser humano. Además, estos movimientos tienen una amplitud y frecuencia más constantes, lo que permite optimizar el sistema de conversión. Por último, la energía conseguida de las ondas de radiofrecuencia es muy reducida respecto a las otras tres fuentes.

2.2. Aplicaciones comerciales

Los sistemas ‘recolectores’ se encuentran a día de hoy instalados en algunas aplicaciones aisladas, permaneciendo la hegemonía de las pilas tradicionales debido a su precio más competitivo. A pesar de ello, el número de este tipo de productos sigue creciendo. Existen incluso empresas especializadas en ellos. Tal es el caso de la empresa alemana EnOcean, especializada en dispositivos inalámbricos alimentados con diferentes sistemas de recolección de energía. Uno de estos sistemas es el modelo ECO200, basado en generación electromagnética (Fig. 2.7). Aprovechando la pulsación de un resorte mecánico por parte del usuario se hace pasar un imán por el interior de un solenoide. De esta forma se produce una variación del campo magnético que induce una fuerza electromotriz y, al estar cerrado el circuito, una corriente eléctrica. Con esta energía se alimenta un transmisor inalámbrico para el control de sensores. El sistema ECO200 es capaz de ofrecer un máximo de 160 μJ a 2 V. La corriente alterna obtenida se rectifica y almacena para utilizarla en el momento de la transmisión, en el cual se modifica su nivel de continua [3].



Fig. 2.7. Sistema ECO200 junto al transmisor inalámbrico PTM330

La empresa americana FerroSolutions produce el generador electromagnético VEH460, pensado para instalarse conjuntamente con la fuente del movimiento (Fig. 2.8 izquierda). Produce energía eléctrica a partir de vibraciones de bajo nivel con el propósito de alimentar sensores, transmisores RF y otros dispositivos similares [4]. El fabricante cita como posibilidades su uso en plantas de energía, transporte y medición subterránea como fuente de energía independiente que se nutra de vibraciones típicas de 60 Hz.

La empresa EnOcean también produce el sistema ECT310 (Fig. 2.8 derecha) basado en una célula Peltier para alimentar sensores inalámbricos a partir de pequeñas variaciones de temperatura. Es capaz de producir 20 mV con un gradiente de 2°K (arranque del sistema), produciendo unos 100 μW con gradientes de 7°K [5].



Fig. 2.8. Sistema VEH460 de FerroSolutions y sistema ECT310 Perpetuum

En 1998 la marca de relojes Seiko lanzó al mercado su modelo Thermic (Fig. 2.9), el primer reloj alimentado a partir de la diferencia de temperatura entre la atmósfera y la muñeca del usuario.

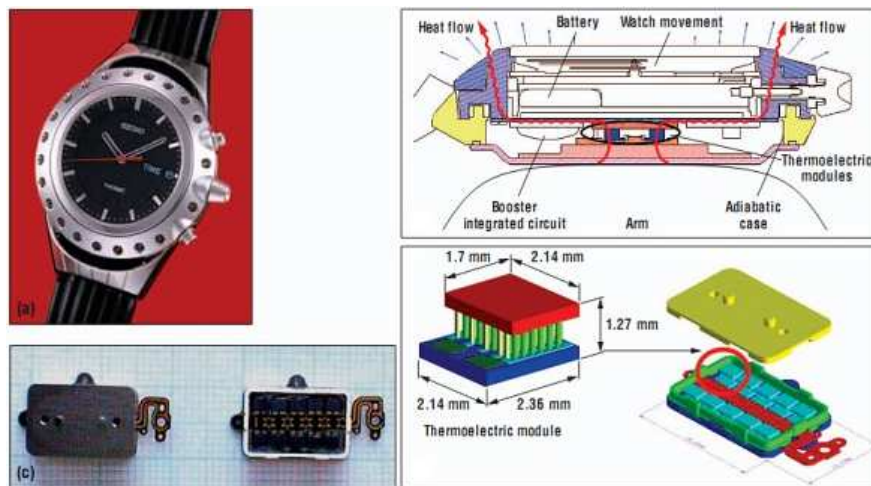


Fig. 2.9. Reloj Seiko Thermic

Este reloj utilizaba 10 módulos termoelectricos conectados en serie. Cada módulo contenía un conjunto de células de efecto Seebeck fabricadas con Bi_2Te_3 (las más eficientes para un rango de 0 a 100 °C) y unidas eléctricamente entre sí. Con un total de 104 elementos encerrados entre sustratos de silicio de 2 mm x 2 mm podía obtener hasta 10 μA a 3V a partir de gradientes de tan solo 5°C. Con una media de 1 a 3°C, el sistema era capaz de generar hasta 1,5 μW [6].

Uno de los sistemas solares producidos por EnOcean es el sensor inalámbrico STM300 (Fig. 2.10), alimentado a partir de un pequeño panel fotovoltaico. Este sensor suele utilizarse típicamente para la medida de temperatura y su envío a un receptor. De esta forma se puede aplicar en sistemas de calefacción. La placa solar está compuesta por 8 celdas y ofrecen una tensión de operación de 3 V con 200 lux y 25°C. Las corrientes de

cortocircuito ofrecidas según el modelo son 6,5 μA y 14 μA respectivamente para las condiciones de luz y temperatura anteriores [7]. Por otro lado, EnOcean produce el sensor STM310 basado también en energía solar.

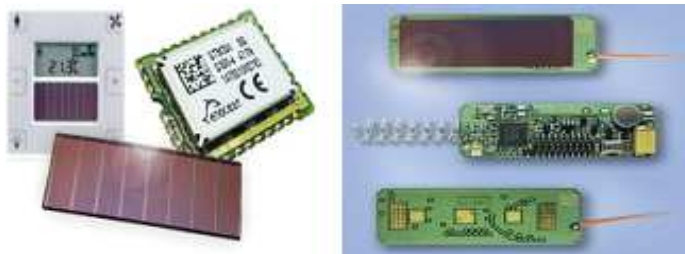


Fig. 2.10. Módulo sensor STM300 con placa solar ECS310 y módulo transmisor STM310

El mercado de productos electrónicos de bajo consumo alimentados con energía solar es muy amplio. Se pueden encontrar aplicaciones en el campo de la biología, como los sistemas GPS producidos por la empresa Telemetry Solutions para conocer la posición de animales y conocer sus movimientos migratorios (Fig. 2.11). El sistema puede incluir un receptor para la descarga de datos a distancia [8].



Fig. 2.11. Sistema de posicionamiento GPS para animales

También se han desarrollado dispositivos de este estilo en el campo médico para la recarga de audífonos o sistemas que miden la presión sanguínea, para su uso en poblaciones aisladas donde no llega la red eléctrica (Fig. 2.12).



Fig. 2.12. Sistemas médicos alimentados con energía solar

Por otro lado, existen micro-sensores implantables en el cuerpo para medir la presión sanguínea. El modelo desarrollado por la Universidad de Michigan mide 9 milímetros cúbicos (Fig. 2.13). Utiliza dos micro-paneles solares en serie y una batería de litio de película fina de 3.6 V y 12 μ Ah de capacidad [9]. Para la toma de datos utiliza un procesador ARM Cortex-M3 de 32 bits, cuyo consumo medio es menor de 1 nW [10]. Este procesador necesita alrededor de 2000 veces menos energía en modo de bajo consumo que su equivalente comercial.

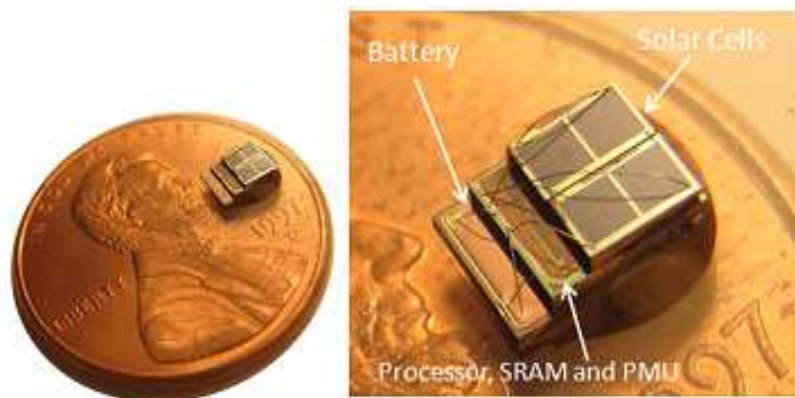


Fig. 2.13. Sensor desarrollado por la Universidad de Michigan

Existen kits de evaluación, como el módulo eZ430-RF2500-SEH de Texas Instruments (Fig. 2.14) para el desarrollo de aplicaciones electrónicas alimentadas con energía solar. En este caso, el fabricante concibe este módulo para el desarrollo de redes de sensores inalámbricas basadas en su microcontrolador de bajo consumo MSP430 [11].

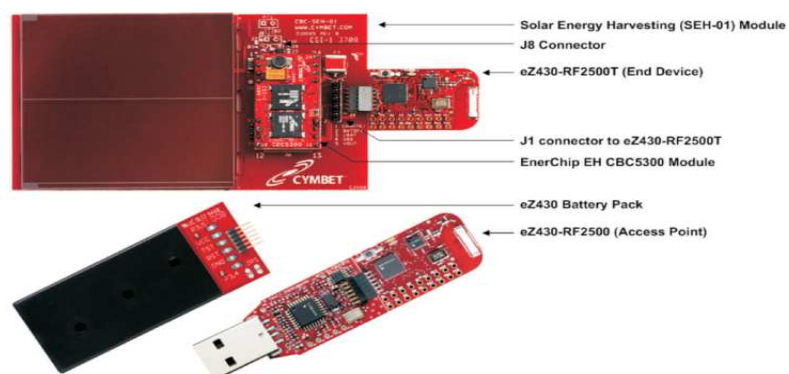


Fig. 2.14. Sistema de desarrollo eZ430-RF2500-SEH de Texas Instruments

La empresa checa Elektobock de productos de control para el hogar (termostatos, sensores de humedad y temperatura, aplicaciones de control remoto, etc) comercializa un timbre de puerta inalámbrico (Fig. 2.15), donde su emisor se alimenta a partir de un panel solar que carga una pila de 3 V. El sistema transmite a 433 MHz y consume menos de 10 mW [12].



Fig. 2.15. Timbre de puerta de la empresa Elektobock

En los dos capítulos siguientes se presenta el diseño de dos aplicaciones de control inalámbrico basadas en el uso de un panel solar para la alimentación de los circuitos emisores:

- En el primero de los diseños se pretende realizar el control inalámbrico del timbre de una puerta.
- El segundo diseño corresponde al control inalámbrico de luminarias con control de la intensidad de luz.



3. Control inalámbrico del timbre de una puerta

Previo al control inalámbrico de luminarias se ha desarrollado una aplicación para la activación del timbre de llamada de una puerta. El sistema diseñado consta de un emisor autónomo alimentado con un pequeño panel solar, y de un receptor alimentado a partir de una fuente de corriente continua y un generador de señales. Los prototipos del emisor y receptor se han montado y probado en protoboard.

3.1. Especificaciones generales del sistema

Como ya se introdujo en el apartado de objetivos, el sistema debe cumplir con las siguientes especificaciones funcionales:

- Alimentación autónoma del circuito emisor a partir de un pequeño panel solar.
- Eliminación de baterías como elemento de almacenamiento. En este caso se ha sustituido por un pequeño supercondensador.
- Alimentación del circuito emisor en el momento de llamar. El resto del tiempo el emisor no consumirá energía.
- El receptor se alimentará con una fuente CC de laboratorio para las pruebas experimentales.

Además, el sistema debe garantizar las siguientes especificaciones técnicas:

- Un número mínimo de 6 llamadas al día.
- Distancia mínima de transmisión de 5-10 metros.
- Funcionamiento del circuito emisor a 3,3 V y del circuito receptor a 5 V.

3.2. Diseño del sistema emisor

En la Fig. 3.1 puede verse el diagrama de bloques del circuito emisor. Como puede verse, está formado por:

- Bloque de alimentación: se encarga de generar y proporcionar la energía con los niveles de tensión y corriente adecuados para los bloques de control y transmisión de la información.
- Bloque de control se encarga de generar el código de información que activará el timbre.

- Bloque de transmisión para enviar el código por radiofrecuencia al circuito receptor.

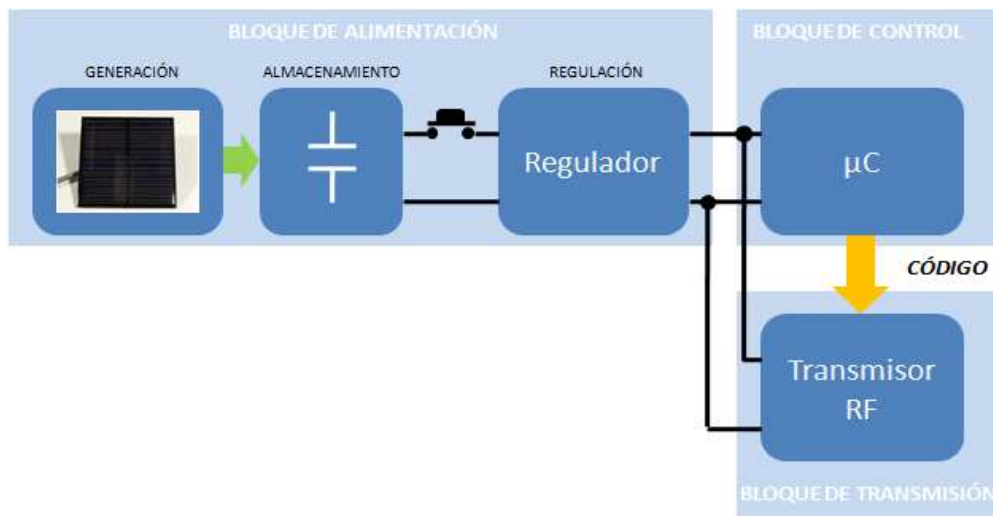


Fig. 3.1. Diagrama de bloques del circuito emisor

3.2.1. Bloque de alimentación

El bloque de alimentación está formado por un pequeño panel solar de 6 cm x 6 cm y tensión máxima en vacío de 5,5 V, un supercondensador de 0,1 F/5,5V y un regulador de tensión. El regulador de tensión convierte la tensión a su entrada en un nivel estable de salida, generalmente de otro valor. En este caso se ha utilizado un regulador lineal MAX 666, con un nivel de salida deseado de 3,3 V.

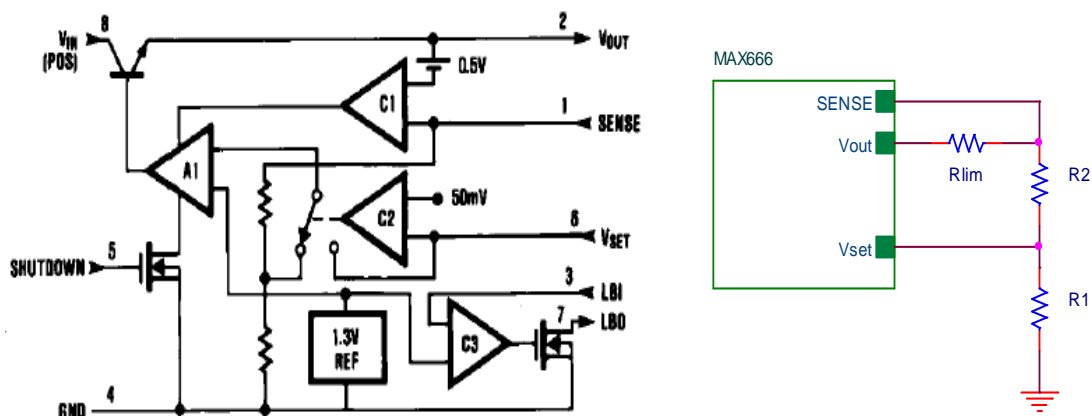


Fig. 3.2. Esquema del regulador MAX 666 y configuración para salida de tensión ajustable

De acuerdo con las especificaciones, el circuito emisor debe alimentarse en el momento que se desea llamar al timbre. Para conseguir esto se ha intercalado el botón de llamada entre el supercondensador y el regulador de tensión. De esta forma, el sistema emisor realizará las funciones de regular la tensión, generar el código y transmitirlo durante la pulsación del botón de llamada.

El regulador de tensión MAX 666 es capaz ajustar su salida para conseguir tensiones entre 1,3 y 16 V a partir de un rango de entrada entre 2 y 16,5 V, con una capacidad de corriente máxima de salida de 40 mA. La tensión de alimentación elegida para el emisor fue de 3,3 V, que es la tensión nominal del módulo de radiofrecuencia escogido. El regulador MAX 666 dispone de un comparador C1 para la limitación de corriente de salida y un comparador C2 para elegir un funcionamiento con salida fija a 5 V o ajustable (Fig. 3.2). La corriente de salida se limita mediante una resistencia serie en Vout (Fig. 3.2). La entrada SENSE mide la caída de tensión en esta resistencia. En caso de superarse la referencia de 0,5 V, se deshabilita el amplificador de error (A1), que a su vez controla el transistor NPN. En este caso se ha fijado una corriente máxima de 10 mA suficiente para los chips, siendo el valor de resistencia limitadora necesario de:

$$R_{\text{lim}} = \frac{0,5 \text{ V}}{10 \cdot 10^{-3}} = 50 \Omega$$

Ya que se pretende una tensión de alimentación de 3,3 V, es necesario añadir un divisor de tensión externo.

La tensión de salida tiene un valor de:

$$V_{\text{out}} = V_{\text{set}} \cdot \frac{R1 + R2}{R1} ; \quad V_{\text{set}} = 1,3 \text{ V}$$

Siendo la relación entre resistencias de:

$$R2 = R1 \cdot \left(\frac{V_{\text{out}}}{1,3} - 1 \right)$$

Los valores escogidos para 3.3 V son:

$$R1 = 1 \text{ k}\Omega ; R2 = 1,5 \text{ k}\Omega ; V_{\text{out}} = 3,25 \text{ V}$$

3.2.2. Bloques de control y transmisión

Los bloques de control y transmisión están formados por el dispositivo que obtiene la secuencia digital de información a enviar y por el módulo de radiofrecuencia que permite

su envío de manera inalámbrica, respectivamente. La obtención del código a enviar se realizó a partir de un encoder Holtek HT6014. Este circuito integrado es capaz de generar un código serie de 12 bits en función del estado de sus entradas de dirección (A0-A7) y de datos (D8-D11). Se ha elegido este modelo por el reducido número de componentes externos necesarios y su bajo consumo, ya que a 3 V demanda típicamente 250 μ A, lo que supone un consumo de 0,75 mW.

El código generado se compone de 8 bits dedicados a la dirección y cuatro bits dedicados al dato. En el caso particular de este encoder, el código se genera cuando alguna de las patillas de entrada D8-D11 se encuentra a nivel bajo (Fig. 3.3). Cuando esto sucede, el encoder genera el código serie de 12 bits y lo envía continuamente hasta que todas las entradas dedicadas al dato (D8-D11) estén a nivel alto. La información de cada código de 12 bits o palabra se consigue mediante una secuencia de sincronización formada por:

- Un periodo inicial con la salida a nivel bajo de duración 6 bits.
- Un periodo de duración de 1/6 de bit para el bit de sincronización.
- Un periodo para el código de dirección de duración 8 bits.
- Un periodo para el código de datos de duración 4 bits.

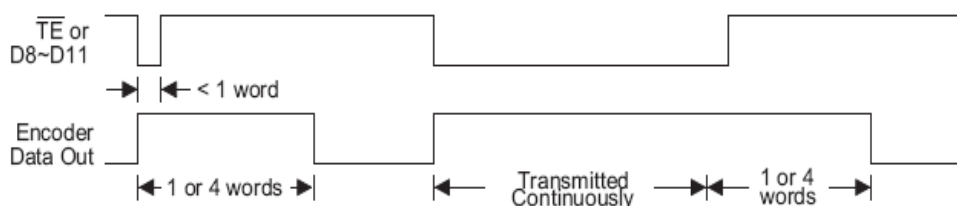


Fig. 3.3. Secuencia de operación del encoder digital

Cada bit de direcciones o de datos se representa de forma distinta en función de si es un cero o un uno. Los ceros se representan como pulsos consecutivos de duración doble que los unos. El fabricante incluye una tercera codificación de bit para el caso de que la patilla se encuentre sin conexión, correspondiéndose con un pulso simple seguido de un pulso doble (Fig. 3.4). Esto permite disponer de un total de 531441 códigos posibles (3^{12}). Cada bit de direcciones o datos dura un tiempo equivalente a seis ciclos de reloj.

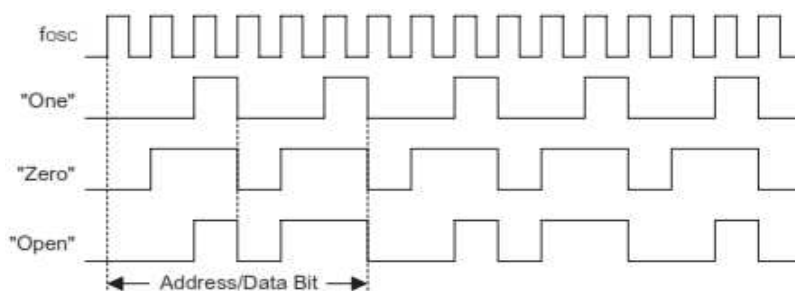


Fig. 3.4. Codificación utilizada por el encoder para los bits

En este circuito integrado, la frecuencia del oscilador interno, y por tanto la duración de cada bit, puede regularse a partir de la elección de una resistencia externa al encoder. La frecuencia de trabajo escogida ha sido de 3 kHz a 3 V. Para estos valores, la resistencia externa debe tomar un valor de aproximadamente 820 k Ω (Fig. 3.5).

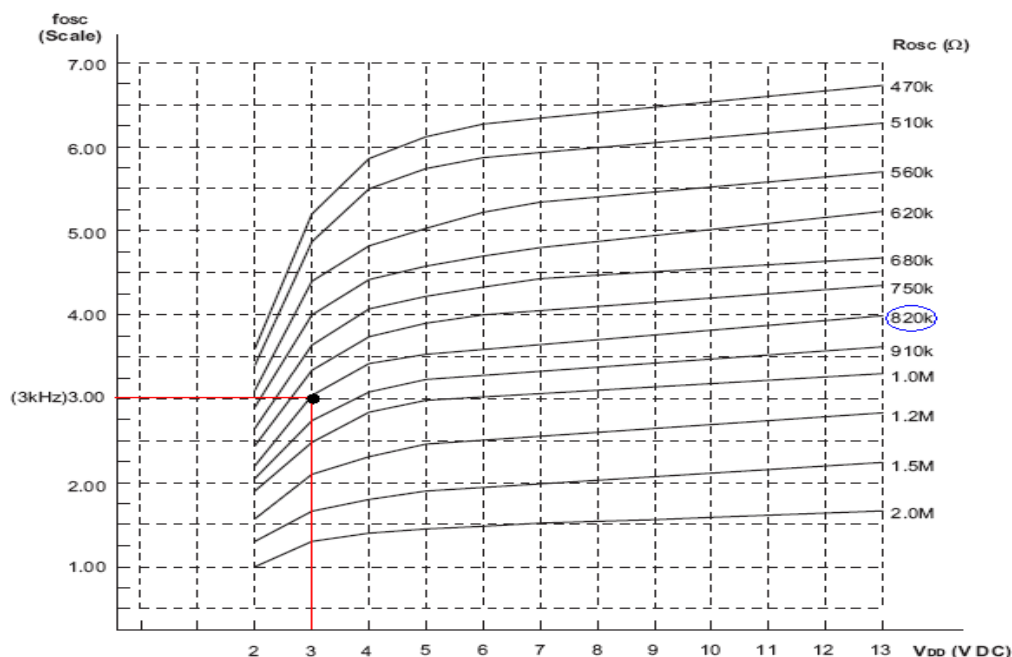


Fig. 3.5. Gráfico para la elección de la resistencia externa (encoder)

Para transmitir la información de forma inalámbrica se ha utilizado un módulo RF Aurel TX-SAW MID3V (bloque de transmisión) (Fig. 3.6). Tiene un consumo típico de 5,5 mA a 3 V y un rango de operación de -20°C a 80°C. Este dispositivo transmite en la banda libre de 434 MHz.

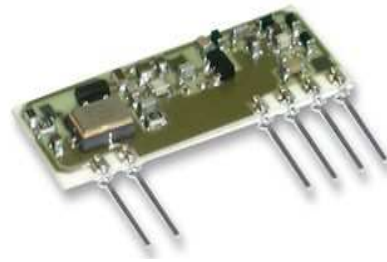


Fig. 3.6. Módulo transmisor a 434 MHz del fabricante Aurel

3.2.3. Esquema eléctrico completo del sistema emisor

El diseño desarrollado para el circuito emisor permite la carga continuada del supercondensador durante las horas de luz, incluyéndose un diodo de bloqueo para evitar la descarga del supercondensador sobre el panel. La descarga hacia el resto del circuito se produce únicamente durante la activación del pulsador. De esta manera se consigue que el circuito consuma energía únicamente cuando se quiere llamar al timbre, mejorando así su autonomía y permitiendo un funcionamiento autónomo aún cuando no hay luz solar.

Tras una pulsación, el regulador obtiene aproximadamente 3,3 V en su salida hacia el encoder y el módulo de radiofrecuencia. El encoder genera un código de 12 bits, con todos sus bits a cero al estar todas las patillas a masa (Fig. 3.7). Al estar D8-D11 también a masa, el encoder empieza a enviar el código hacia el módulo de radiofrecuencia de forma continuada hasta cesar la pulsación del botón.

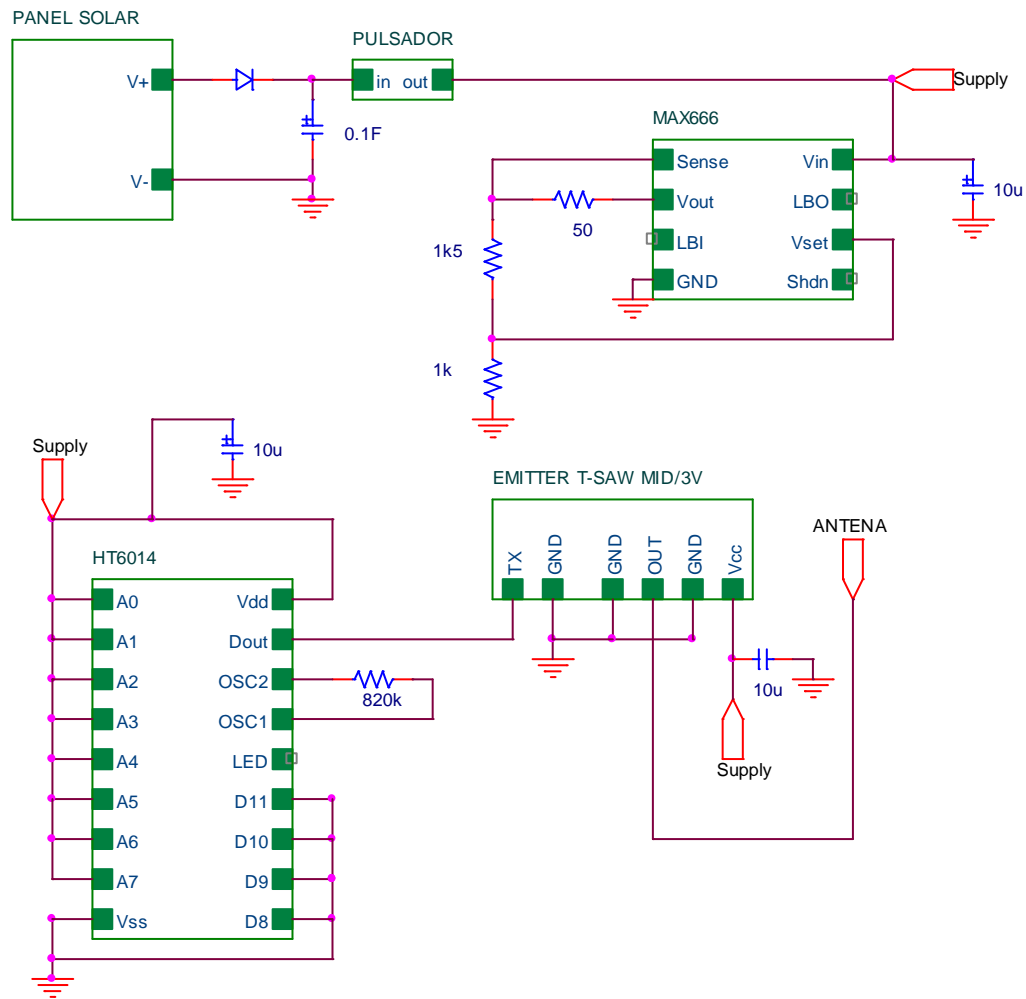


Fig. 3.7. Esquema eléctrico del sistema emisor

3.3. Diseño del sistema receptor

El circuito receptor consta de un bloque encargado de recibir el código y verificar su coincidencia con el código prefijado que posee, un bloque encargado de controlar el encendido y apagado de la carga en función del resultado de la validación y un bloque de disparo encargado de comandar la carga a partir de las órdenes efectuadas por el control (Fig. 3.8). Para obtener un diseño comercial, el circuito receptor debería disponer de un bloque de alimentación autónoma, cuya fuente pudiera ser pilas o la red eléctrica. Dado que el objetivo principal en esta aplicación era estudiar la capacidad del circuito emisor para realizar sus tareas, el bloque de alimentación no se ha incluido. La alimentación se ha realizado a partir de una fuente CC de laboratorio.

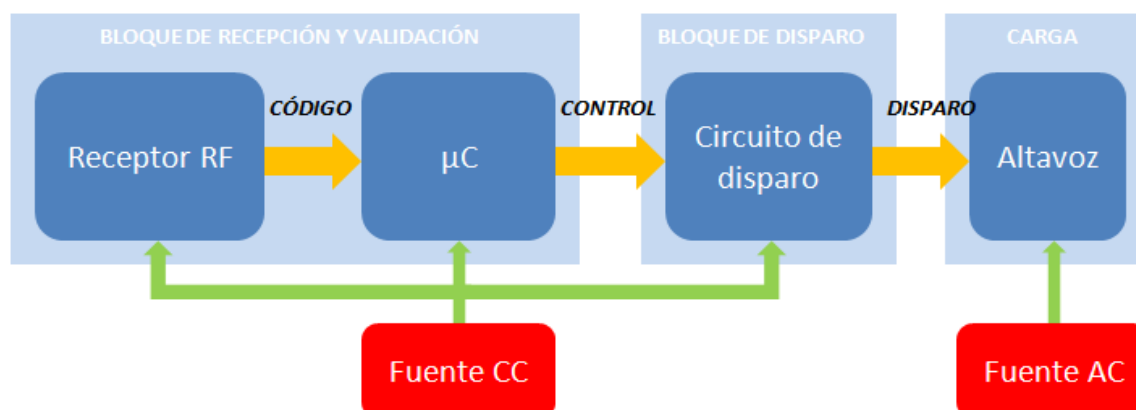


Fig. 3.8. Diagrama de bloques del circuito receptor

3.3.1. Bloque de recepción y validación

En el bloque de recepción y validación, la información transmitida por el sistema emisor es captada por un módulo receptor RF Aurel AC-RX2 que también trabaja a 434 MHz (Fig. 3.9). Este módulo opera a 5 V, con un consumo típico de 2,5 mA. Los módulos de radiofrecuencia utilizados trabajan con modulación OOK, que es un tipo particular de modulación ASK o modulación por desplazamiento de amplitud. La modulación ASK se caracteriza por representar la codificación binaria mediante dos niveles diferentes de amplitud para la señal portadora, manteniendo fijas la frecuencia y la fase. La modulación OOK simplemente representa el cero lógico con la falta de portadora. Esto permite un mayor ahorro de energía, teniendo por contra una menor inmunidad al ruido, y por ende más probabilidad de fallo en la transmisión.

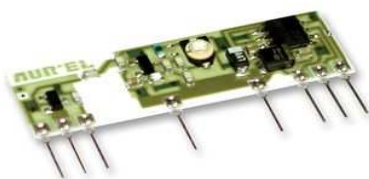


Fig. 3.9. Módulo receptor a 434 MHz del fabricante Aurel

La validación del código se realiza mediante un decoder Holtek HT6034. En primer lugar, el decoder recibe el bit de sincronización, el cual activa el oscilador interno para empezar a decodificar la trama de bits. Por orden se decodifican el código de direcciones y el código de datos. Una vez decodificados ambos códigos recibidos, el decoder compara dos veces seguidas el código de dirección recibido con el código de dirección de sus

patillas. En caso de coincidir se decodifica y muestra el dato de 4 bits en las patillas dedicadas al dato (D8-D11), y se pone la salida VT a nivel alto para indicar transmisión válida.

Para poder leer el dato correctamente, la frecuencia del decoder debe ser al menos 33 veces mayor que la del encoder. Por lo tanto, se puede escoger un valor por debajo de 91 k Ω (Fig. 3.10), que es la resistencia a la cual se obtiene 100 kHz ($\approx 33 \times 3$). En este caso se ha escogido un valor de 62 k Ω , lo que supone una frecuencia de casi 150 kHz. De esta manera el decoder leerá casi 50 veces más rápido que el encoder, asegurando la lectura correcta del código.

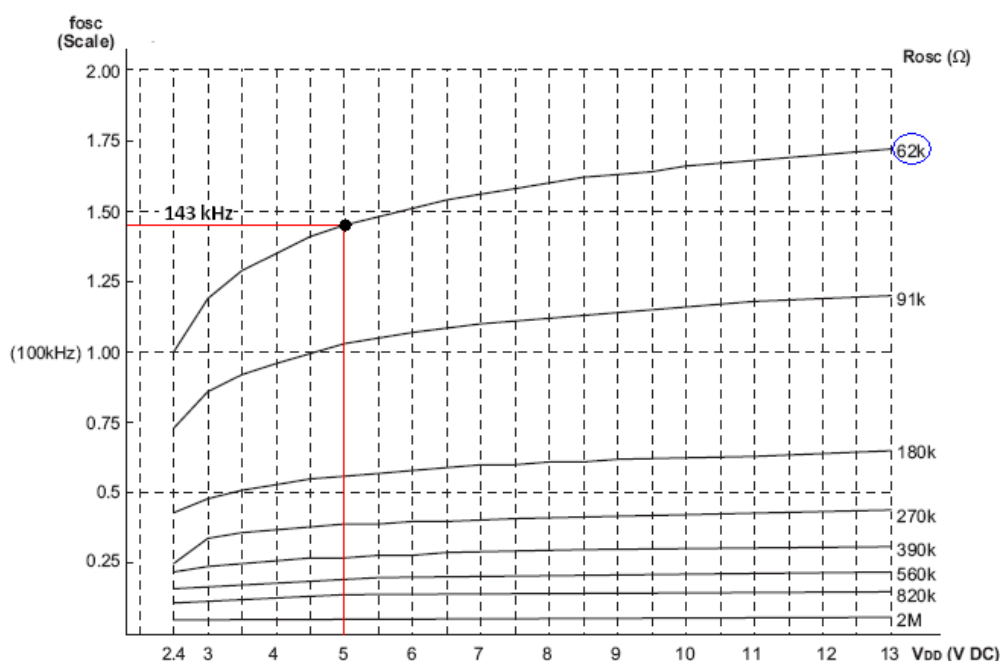


Fig. 3.10. Gráfico para la elección de la resistencia externa (decoder)

3.3.2. Bloque de control

Como ya se mencionó, en caso de coincidir el dato recibido con el generado a partir de sus entradas, la salida VT se pone a nivel alto durante un instante. Esta característica es aprovechada para que un microcontrolador PIC12F508 detecte este pulso en su entrada GP4 y dispare el circuito que comanda el timbre a través de su salida GP1 (Tabla 3.1).

Debido a la simplicidad de la operación que debe realizar el microcontrolador, el modelo escogido (PIC12F508) es uno de los más sencillos de la serie 12 de Microchip. Este microcontrolador tiene únicamente 8 patillas y funciona en un rango de alimentación entre 2 y 5,5 V. Dispone de un temporizador de 8 bits y un prescaler de hasta 1:256. Esto significa

que deben transcurrir 256 ciclos máquina para que el registro de cuenta (TMR0) se incremente en una unidad. En estos microcontroladores, cada ciclo máquina equivale a cuatro ciclos de reloj. Si se decide utilizar el oscilador interno de 4 MHz como fuente de reloj, cada ciclo máquina durará:

$$\frac{1}{4 \text{ MHz}} \cdot 4 \text{ ciclos} = 1 \mu\text{s}$$

PATILLA	DESCRIPCIÓN
GP4 (IN)	Recepción de la señal VT del decoder en caso de transmisión válida
GP1 (OUT)	Control sobre la activación del timbre

Tabla 3.1. Descripción del patillaje utilizado (PIC12F508)

Como el número de incrementos totales del registro TMR0 es de 255, con el reloj interno de 4 MHz podrían contarse hasta:

$$255 \cdot 256 = 65280 \mu\text{s} = 65,28 \text{ ms}$$

En el diagrama de flujo del programa implementado (Fig. 3.11), el microcontrolador permanece a la espera de recibirse un nivel alto en la salida VT del decoder. En caso de producirse, el microcontrolador pone su salida GP1 a nivel alto, activando el bloque de disparo. Esto permite activar el altavoz durante 2,5 segundos. Finalizado este tiempo se pregunta de nuevo por la señal VT. De esta manera se deja un tiempo de espera entre llamada y llamada.

Para conseguir la cuenta de los 2,5 segundos se ha utilizado una variable contador, ya que el temporizador de 8 bits solo es capaz de contar poco más de 65 ms con el prescaler en modo 1:256.

En esta aplicación, el temporizador se encarga de realizar 250 cuentas con el prescaler a 1:256. De esta forma se cuentan hasta 64 ms.

$$250 \cdot 256 = 64000 \mu\text{s} = 64 \text{ ms}$$

Y el contador se encargará de realizar 39 cuentas de 64 ms para conseguir los 2,5 segundos de duración del timbre de llamada.

$$64 \text{ ms} \cdot 39 = 2496 \text{ ms} \approx 2,5 \text{ s}$$

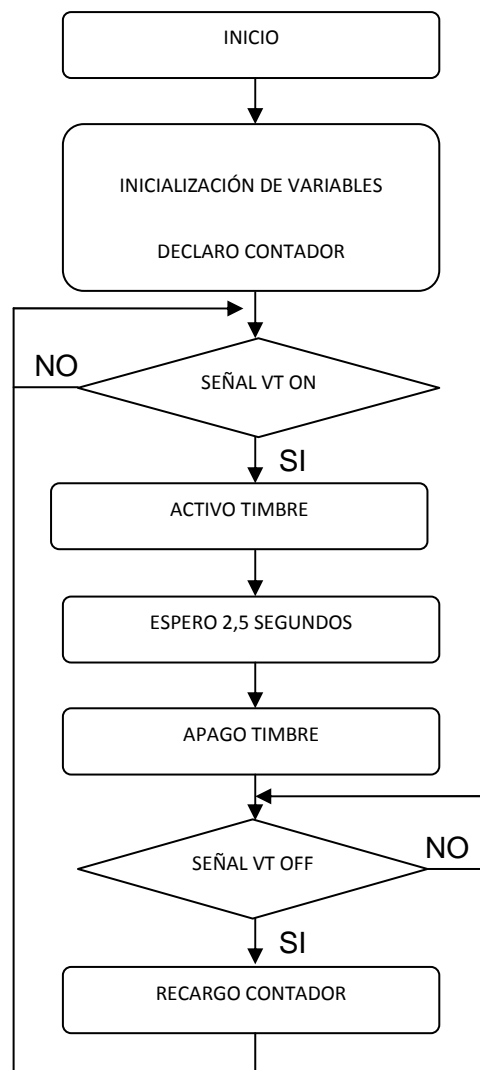


Fig. 3.11. Diagrama de flujo para el microcontrolador PIC12F508 (receptor)

Para realizar la cuenta se debe asociar el prescaler al temporizador (bit PSA=1 del registro OPTION) y para conseguir la combinación 1:256, los bits PS2, PS1 y PS0 deben estar a uno.

3.3.3. Bloque de disparo

El bloque de disparo se encarga de permitir o no el paso de corriente a través del altavoz en función de si el código recibido es válido o no. Este bloque es comandado por el bloque de control y está constituido básicamente por un optotriac y un triac. El optotriac permite aislar la salida GP1 del microcontrolador en corriente continua de la etapa en

alterna (Fig. 3.12), permitiendo el disparo del triac cuando la salida GP1 del microcontrolador se pone a nivel alto. El funcionamiento detallado de este circuito se describirá más adelante para el circuito receptor de la aplicación de control de luminarias.

3.3.4. Esquema eléctrico completo del circuito receptor

El módulo receptor de radiofrecuencia envía el código recibido a la patilla Din del decoder a través de la línea 'datos'. El decoder procede a comparar este código con el que forman sus patillas. En caso de coincidir, el decoder pone a nivel alto su salida VT, conectada directamente a la entrada GP4 del microcontrolador.

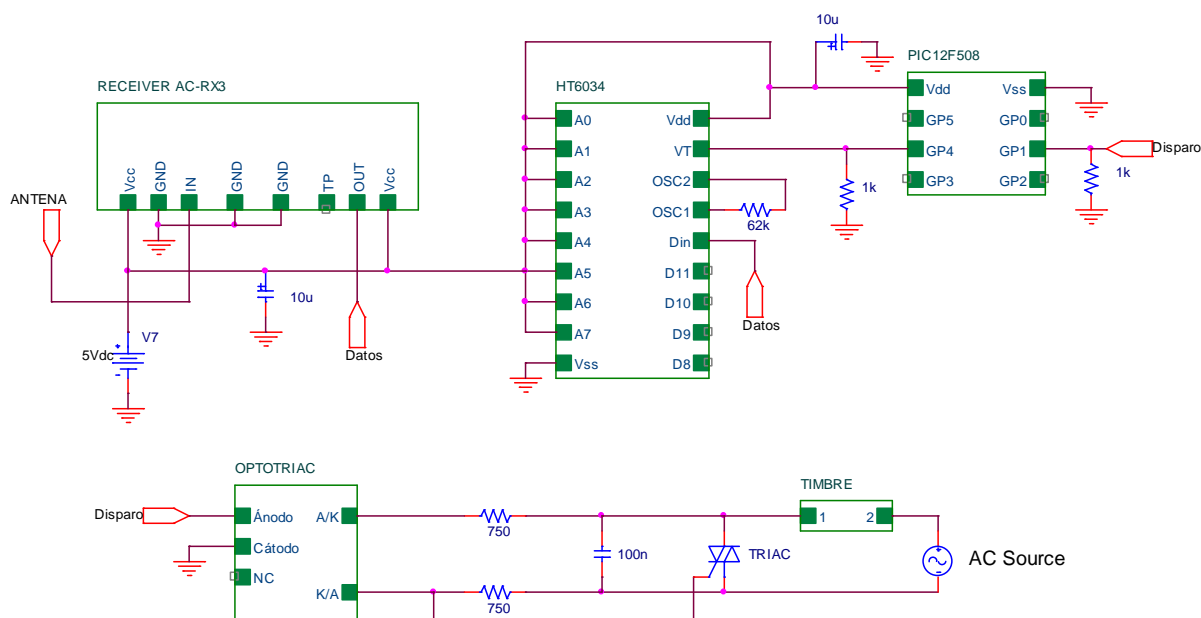


Fig. 3.12. Esquema eléctrico del circuito receptor

La resistencia que fija la frecuencia del oscilador interno del decoder se coloca, al igual que en el encoder, entre las patillas OSC1 y OSC2.

3.4. Resultados experimentales.

Como primera prueba experimental se midieron las formas de onda de tensión y corriente ofrecidas por el panel solar de 6x6 cm en un periodo de aproximadamente 17 minutos durante la carga del supercondensador. Partiendo de la situación inicial con el supercondensador descargado, se consiguió una tensión final de 2,36 V y 6,11 mA para

unas condiciones iniciales de luz de 900 lux (Fig. 3.13). Como puede verse, para unas condiciones de luz limitadas no se consigue el nivel de tensión necesario. Por otro lado, el ensayo se realizó dentro del laboratorio cercano a una ventana.

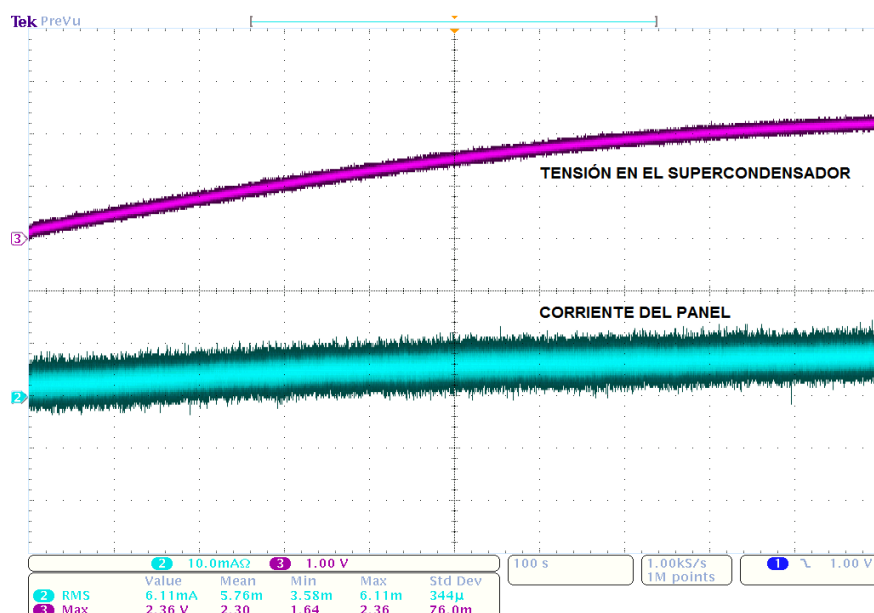


Fig. 3.13. Carga del supercondensador

En otra prueba similar a 1770 lux se consiguió cargar el supercondensador a 3,3 V. Esto supone que el panel es capaz de obtener niveles adecuados de tensión y corriente para hacer funcionar los circuitos integrados y el módulo de radiofrecuencia. Sin embargo, esto no asegura, por sí solo, que la aplicación sea válida, ya que debe asegurarse una distancia de comunicación suficientemente grande. Dicho de otro modo, el supercondensador debe ser capaz de almacenar y proporcionar la energía necesaria para salvar la distancia pretendida durante un mínimo de transmisiones al día. Además hay que tener en cuenta factores como la antena, cuya forma y disposición influyen de manera importante en la distancia de transmisión. En caso de querer comercializar el dispositivo hay que asegurar que éste transmite a 434 MHz, que es la banda libre permitida para Europa.

En la Fig. 3.14 puede verse la frecuencia de trabajo del encoder (3,3 kHz) y del decoder (143 kHz) respectivamente. El fabricante Holtek especifica que la frecuencia de lectura del decoder debe ser como mínimo 33 veces la frecuencia de trabajo del encoder. En este caso es de 43 veces utilizando una resistencia externa de 62 kΩ para el decoder. De esta manera se asegura una correcta lectura del código. También puede verse el código

generado por el encoder en su salida y el código a la entrada del decoder. Como puede verse, el encoder introduce un pulso de sincronización seguido del código de dirección y de datos. El código completo está formado por un tren de pulsos dobles de valor binario '0000 0000 0000' según la codificación expuesta en la Fig. 3.4.

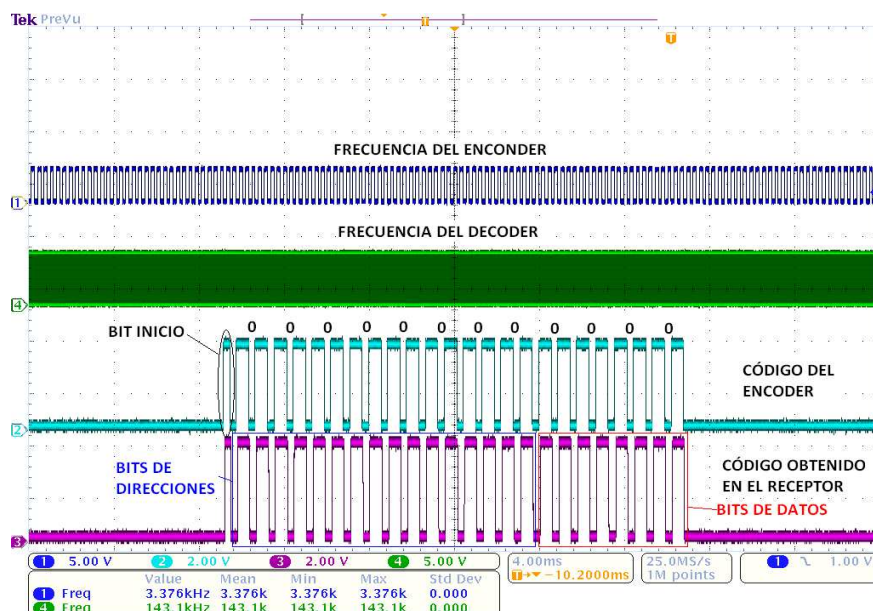


Fig. 3.14. Frecuencia de oscilación y códigos del encoder y decoder

La Fig. 3.15 muestra las formas de onda del receptor ante una recepción válida. Como ya se mencionó, el decoder activa su salida VT para indicar al microcontrolador que el código recibido coincide con el suyo. En este momento, el microcontrolador dispara el circuito de activación del altavoz durante 2,5 segundos.

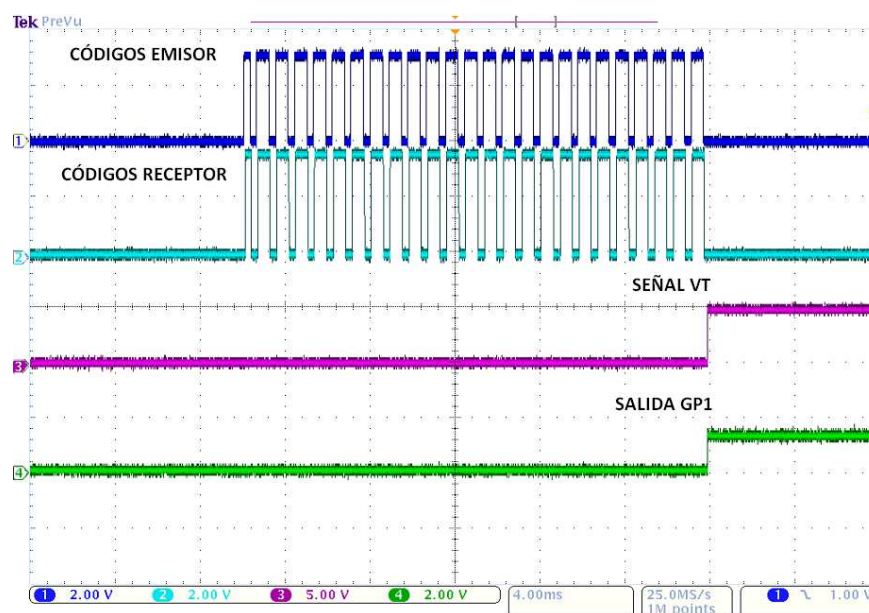


Fig. 3.15. Formas de onda del receptor

En la Fig. 3.16 puede verse como la tensión entre los terminales del triac (traza morada) se hace prácticamente cero al ponerse éste en conducción. La traza azul oscura corresponde a la tensión en la patilla Dout del encoder. Mientras se pulsa el botón de llamada, el encoder envía repetidamente el mismo código hasta que cesa la pulsación del botón. Por su parte, el decoder realiza la comparación del código de direcciones dos veces seguidas. Tras verificarse la coincidencia y ponerse a nivel alto la salida VT, el microcontrolador pone su salida GP1 a nivel alto durante 2,5 s.

Como puede verse, la patilla Din del decoder (traza azul claro) permanece a nivel alto después de producirse una transmisión válida. De esta forma se mantiene activo el oscilador interno sin atenderse a los códigos de entrada. Tras cesar la pulsación del botón, el circuito emisor deja de estar alimentado. La señal VT vuelve a nivel bajo y el oscilador retorna al modo durmiente. Sin embargo, el microcontrolador del sistema receptor seguirá activando el altavoz hasta completar los 2,5 segundos programados.

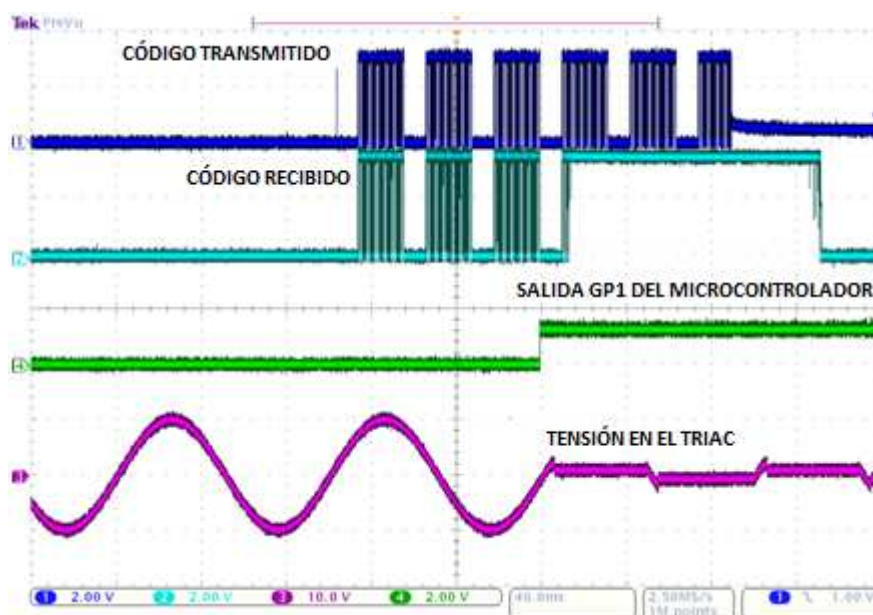


Fig. 3.16. Formas de onda del receptor

La Fig. 3.17 muestra el tiempo de arranque desde que el circuito emisor recibe energía al pulsar el botón hasta la transmisión del código. Este tiempo está en torno a los 10 ms, lo que supone un tiempo menor al de transmisión. Teniendo en cuenta que el decoder realiza la comparación de su código con dos códigos consecutivos, el tiempo de transmisión para la validación será superior a 40 ms. Debido a la rapidez de activación del encoder, la energía perdida en el arranque es pequeña.

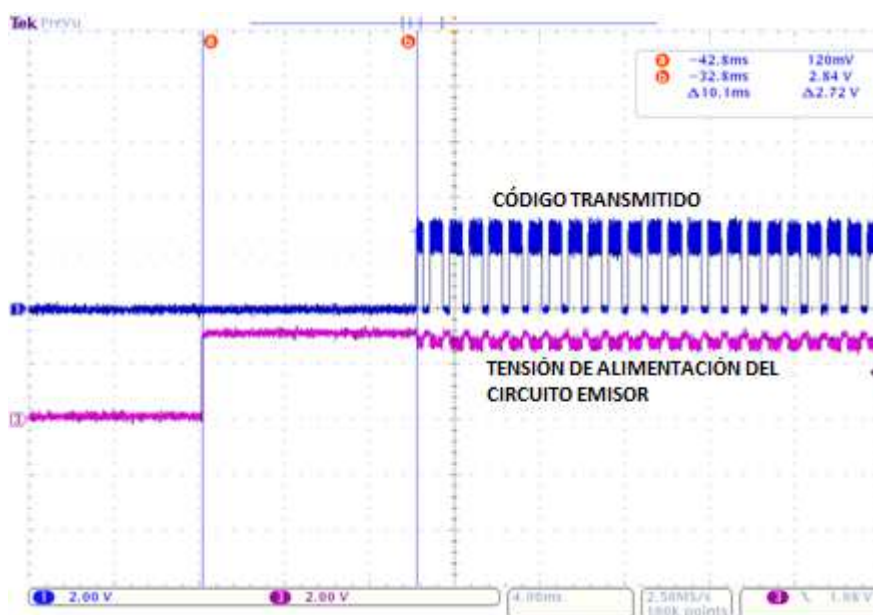


Fig. 3.17. Desfase entre pulsación y envío del código

En la Fig. 3.18 se muestran el circuito emisor y receptor montados en protoboard durante las pruebas realizadas. Se realizaron pruebas de funcionamiento global en ambos circuitos para comprobar la comunicación y pruebas de distancia de transmisión y número de comunicaciones válidas realizadas sin el panel conectado.

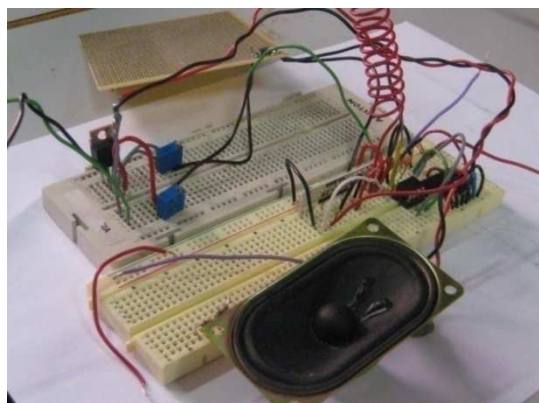
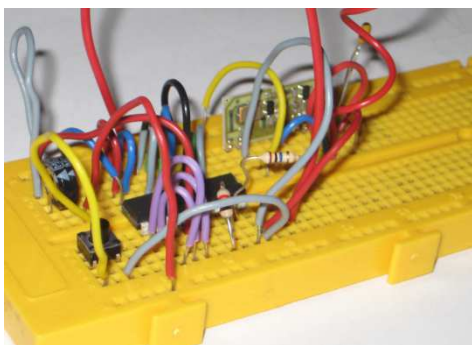


Fig. 3.18. Montajes en protoboard del prototipo

En las pruebas finales de transmisión se procedió a cargar el supercondensador durante media hora a una media de 1500 lux hasta alcanzar una tensión máxima de 3,3 V. Gracias a que este nivel coincide con el nivel de tensión de salida fijado por el regulador lineal, la energía disipada en éste es muy pequeña. El sistema receptor se alimentó a partir de una fuente CC de laboratorio, y el altavoz mediante un generador de funciones. Se utilizó un altavoz de 2 W/16 Ω .

Como antena se utilizó un cable unifilar de 15 cm para el emisor y de 50 cm para el receptor. En un principio se mantuvo recto el cable de las antenas, no logrando transmitir más allá de 1 m. Se decidió entonces darles forma de espiral, consiguiéndose realizar un total de 7 transmisiones satisfactorias a una distancia de 10 m utilizando únicamente la energía del supercondensador (sin el panel solar conectado). De esta forma se consigue además reducir el espacio ocupado por la antena.

Mediante esta primera aplicación se ha podido comprobar el funcionamiento de los circuitos emisor y receptor, verificando la capacidad del supercondensador de inyectar energía suficiente para realizar la comunicación inalámbrica. También se ha experimentado con el circuito de disparo para utilizarlo en la segunda aplicación desarrollada.



4. Control inalámbrico de luminarias.

La aplicación desarrollada en este proyecto pretende controlar el encendido/apagado y nivel de intensidad de una bombilla incandescente de forma inalámbrica, tanto dentro de recintos cerrados como a la intemperie. Se ha optado por una alimentación a partir del mismo panel solar y supercondensador utilizados en la aplicación anterior, prescindiendo del uso de baterías que habría que sustituir. Esta decisión se fundamenta en el reducido número de usos diarios del sistema, lo que permitirá un consumo puntual del circuito emisor en el momento de encender o apagar la bombilla.

4.1. Especificaciones

Las principales especificaciones funcionales y técnicas que debe cumplir el sistema son:

- Funcionamiento autónomo del emisor a partir de un panel solar y un supercondensador.
- Funcionamiento del circuito receptor a partir de la red eléctrica.
- Control por parte del sistema emisor de 2 receptores de manera independiente.
- El circuito receptor debe proporcionar 3 niveles de intensidad de luz. El nivel de luz deseado se seleccionará a partir del circuito emisor.
- El sistema debe asegurar la comunicación a una distancia de 5 metros o más, y un mínimo de 8 transmisiones diarias para cualquier condición de luz.
- El circuito emisor trabajará con un nivel de tensión continua de 3,3 V, y el receptor trabajará a 5 V.

4.2. Modos de funcionamiento

Como se ha dicho, el emisor será capaz de controlar dos receptores de forma independiente. Sin embargo, se pensó en la posibilidad de que los circuitos emisor y receptor no dispusieran de códigos pregrabados antes de utilizar el sistema, es decir, estos receptores no conocerán inicialmente los códigos que el emisor envíe. Previo al uso normal del sistema sería necesario asociar el emisor con los receptores. Según esto, el sistema tendrá dos modos de funcionamiento:

- **Modo de asociación:** en este modo de funcionamiento el circuito emisor procede a generar y enviar el código que lo vinculará con un nuevo receptor.
- **Modo normal de funcionamiento:** el circuito emisor envía a uno de los receptores asociados la orden de encender o apagar la bombilla. En caso de ordenar encender la bombilla, debe indicar la intensidad de luz deseada.

4.2.1. Descripción del modo de asociación

Para entrar en el modo asociación, tanto el circuito emisor como receptor disponen de un botón de asociación. En este modo de funcionamiento se crea un vínculo entre un determinado receptor y el emisor. La secuencia a seguir para realizar la asociación puede verse a continuación (Fig. 4.1).

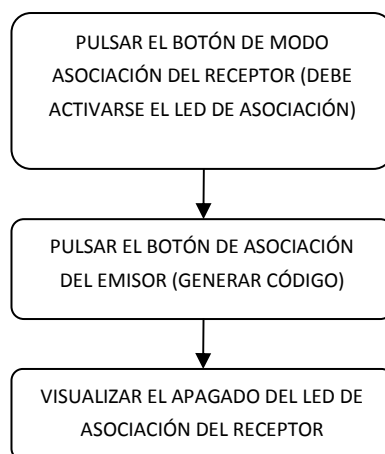


Fig. 4.1. Secuencia de asociación entre emisor y receptores

Al pulsar el botón de asociación del receptor, éste activa su led de asociación y permanece a la espera de recibir los códigos que el emisor envíe. De esta forma se indica al usuario que el receptor ha entrado en modo asociación con un emisor. En este momento se ha de pulsar el botón de asociación del emisor. Esta acción permite al emisor generar un código de asociación de cuatro bytes. Tras guardarlo en su memoria, el sistema emisor transmite los códigos al receptor que permanece a la escucha. Una vez recibidos y guardados los códigos en su memoria, el receptor sale del modo asociación apagando el led de asociación.

4.2.2. Descripción del modo normal de funcionamiento

Una vez el circuito receptor que controla una determinada fuente de luz ha sido asociado a un emisor, ambos circuitos pueden comunicarse para controlar el encendido y apagado de dicha fuente de luz, así como su nivel de intensidad. La secuencia de operación del sistema para este modo de funcionamiento puede verse a continuación (Fig. 4.2).

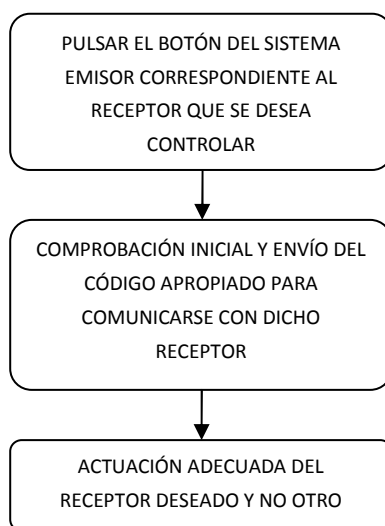


Fig. 4.2. Secuencia de operación en el modo normal de funcionamiento

Como se indicó en las especificaciones, el circuito emisor debe poder controlar hasta dos receptores distintos. Por lo tanto, éste debe incluir un botón diferente para cada receptor. El circuito emisor tendrá un total de tres botones:

- Botón de asociación.
- Botón de control del receptor nº 1.
- Botón de control del receptor nº 2.

Tras pulsarse uno de los botones de control, el emisor debe comprobar inicialmente que realmente existe un receptor asociado a dicho botón. La asociación se realiza siempre por orden, es decir, se referencia el primer receptor asociado con el botón de control 1 y así sucesivamente. En caso de no haber un receptor asociado al botón que se ha pulsado, el emisor no realiza ninguna acción. En caso contrario envía el código adecuado a dicho receptor. Este último debe cumplir la orden deseada (apagar o encender la bombilla) y no otro receptor.

4.2.3. Descripción de los códigos de identificación

Para la implementación del timbre inalámbrico del capítulo 3 se han utilizado un encoder y un decoder digital para realizar la gestión de la comunicación. La ventaja de este método es la simplicidad del diseño, no siendo necesario programar el protocolo de transmisión. Por contra, existe una falta de control de la información que se puede enviar (número de bytes o el tipo de codificación utilizada), limitándose la utilización de estos dispositivos a sencillos mandos a distancia y sistemas con códigos prefijados. En este caso se ha implementado toda la gestión de la comunicación en microcontroladores, utilizándose un método de codificación similar al utilizado por el encoder/decoder para representar los unos y los ceros pero sin duplicar el bit.

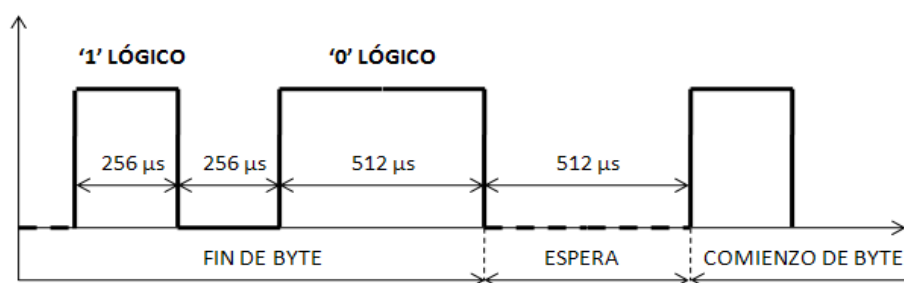


Fig. 4.3. Codificación utilizada para unos y ceros

Cada '1' lógico se representa como un pulso a nivel alto de duración 256 μ s, mientras que un '0' lógico tiene una duración de 512 μ s, el doble que un '1' lógico (Fig. 4.3). Entre bit y bit dentro del mismo byte se deja la salida de transmisión 256 μ s a nivel bajo. Entre un byte y otro se dejan 512 μ s de espera a nivel bajo.

Tanto en el modo de asociación como en el modo normal de funcionamiento el receptor ha de recibir un total de 32 bits repartidos en 4 bytes de información (Fig. 4.4). En el modo de asociación, estos 4 bytes se reparten de la siguiente manera:

- Los dos primeros bytes representan el **código identificativo del emisor**. De esta forma, el receptor conocerá al emisor con el que está asociado y no atenderá a otros.
- El tercer byte representa el **código identificativo del receptor**. Este byte es generado aleatoriamente por el emisor en la fase de asociación. De esta forma, cada receptor de los dos que pueden asociarse a un mismo emisor sabrá si es él quién debe actuar.
- El cuarto y último byte tiene objetivos diferentes en función del modo de operación (Fig. 4.4):

- **Modo de asociación:** el valor de este último byte es siempre 0xFF, lo que indicará al receptor que el código recibido es de asociación. Si el receptor se encuentra en modo asociación y el último byte recibido es 0xFF, éste aceptará el código y lo guardará en su memoria. En caso contrario ignorará la transmisión.
- **Modo normal de operación:** el último byte representa el nivel de intensidad de luz cuando se desea encender la bombilla. Si la luz está encendida y se quiere apagar pulsando de nuevo el botón dedicado a dicho receptor, este último byte se ignorará. Evidentemente, el valor del nivel de luz no debe tener nunca el valor 0xFF para evitar la confusión entre modos de funcionamiento.

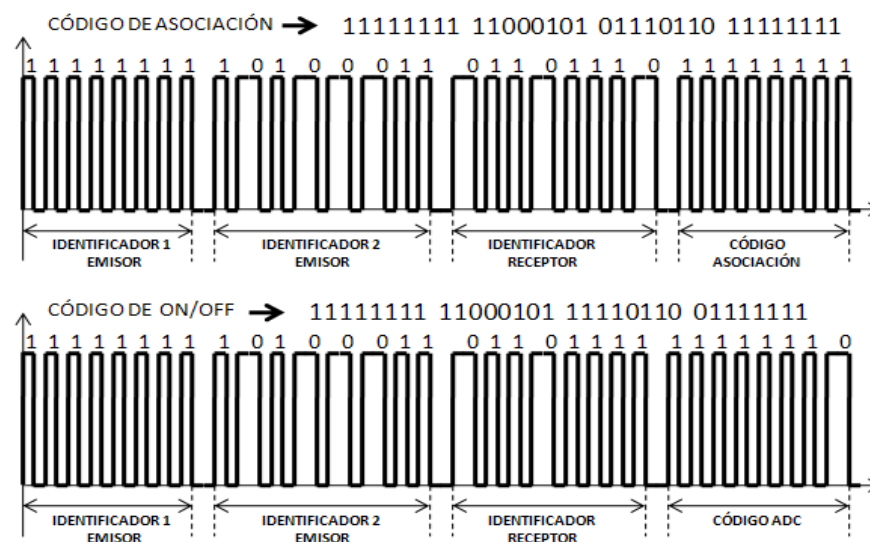


Fig. 4.4. Ejemplo de códigos para los dos modos de funcionamiento

4.3. Diseño del circuito emisor.

El circuito emisor está formado por:

- Un bloque de alimentación encargado de proporcionar la energía necesaria con los niveles de tensión y corriente requeridos.
- Un bloque de control que gestiona los pulsadores y efectúa las órdenes correspondientes para encender y apagar una bombilla.
- Bloque de transmisión para enviar la información por radiofrecuencia (Fig. 4.5).

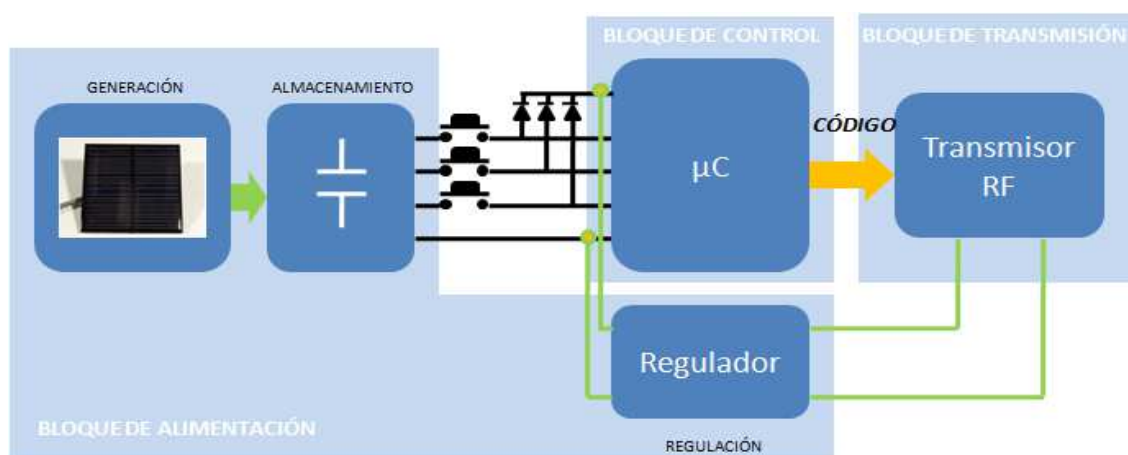


Fig. 4.5. Diagrama de bloques del emisor

4.3.1. Bloque de alimentación

Con el fin de evitar el uso de pilas se ha vuelto a utilizar un supercondensador de 0,1 F/5.5V como elemento de almacenamiento. Entre éste y el panel se ha intercalado un diodo de bloqueo que evite la descarga del supercondensador hacia el panel. Se han utilizado diodos Schottky, con una caída de tensión directa de 0,3 V para minimizar pérdidas.

La tensión obtenida por el panel estará comprendida entre 2,5 y 5 V en función de las condiciones de luz. Para que el circuito emisor funcione adecuadamente es necesario un regulador que fije la tensión a un nivel estable. Para ello se ha empleado una bomba de carga MCP1252 de Microcontroladorchip, que fija la tensión de salida a 3,3 ó 5 V a partir de un rango de entrada de 2 a 5,5 V, y una corriente máxima de salida de 120 mA, con un consumo típico de 80 μ A. Debido a que el bloque de control utilizará un microcontrolador con un rango de alimentación entre 2 y 5,5 V, y el bloque de transmisión un módulo de radiofrecuencia de tensión típica de 3 V, se ha escogido fijar la tensión de salida de la bomba de carga a 3,3 V.

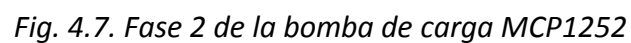
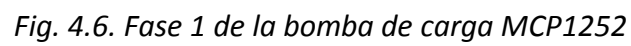
Debido a que el sistema emisor se alimentará únicamente durante la pulsación de alguno de sus botones, y a que durante la pulsación el microcontrolador debe alimentarse y detectar la entrada que se ha activado, no es posible alimentar éste ultimo a partir de la bomba de carga, ya que se necesitarían tantas bombas de carga como pulsadores. Por tal motivo, la bomba de carga proporciona una tensión regulada únicamente al módulo de radiofrecuencia, que es el componente de mayor consumo de todo el circuito emisor (5,5 mA a 3 V). El objetivo es que, tras finalizar las operaciones del microcontrolador, la bomba

de carga pase a modo de bajo consumo, deshabilitando el módulo de radiofrecuencia aunque el usuario mantenga el botón apretado.

La bomba de carga MCP1252 puede trabajar en modo reductor o elevador de la tensión de salida respecto a la tensión de entrada. Este circuito integrado trabaja en tres fases:

- Trabajando en modo normal (no de bajo consumo) y en régimen permanente, la bomba de carga comienza a cargar el condensador externo CFLY. Esta operación se realiza en la mitad de un periodo del oscilador interno (Fig. 4.6).
- En la segunda fase (Fig. 4.7) se compara la tensión de salida mediante un divisor de tensión interno con una referencia interna. En el caso de estar por debajo de la referencia, la bomba pasará a la tercera fase. En caso contrario se mantendrá en la segunda fase.
- En la tercera fase la bomba transfiere la energía del condensador externo a la salida (Fig. 4.8).

Si la transferencia de carga se realiza en la mitad de un periodo del oscilador interno, el condensador externo necesitará más energía, por lo que se vuelve a la fase 1 o fase de carga del condensador. En caso contrario se retorna a la fase 2. Para fijar la tensión de salida a 3,3 V, la entrada SELECT debe conectarse a Vin (para 5 V a GND). La bomba de carga dispone de la patilla SHDN para su activación. Cuando esta entrada está a nivel alto, la bomba de carga está en modo activo. En caso contrario permanece en modo de bajo consumo.



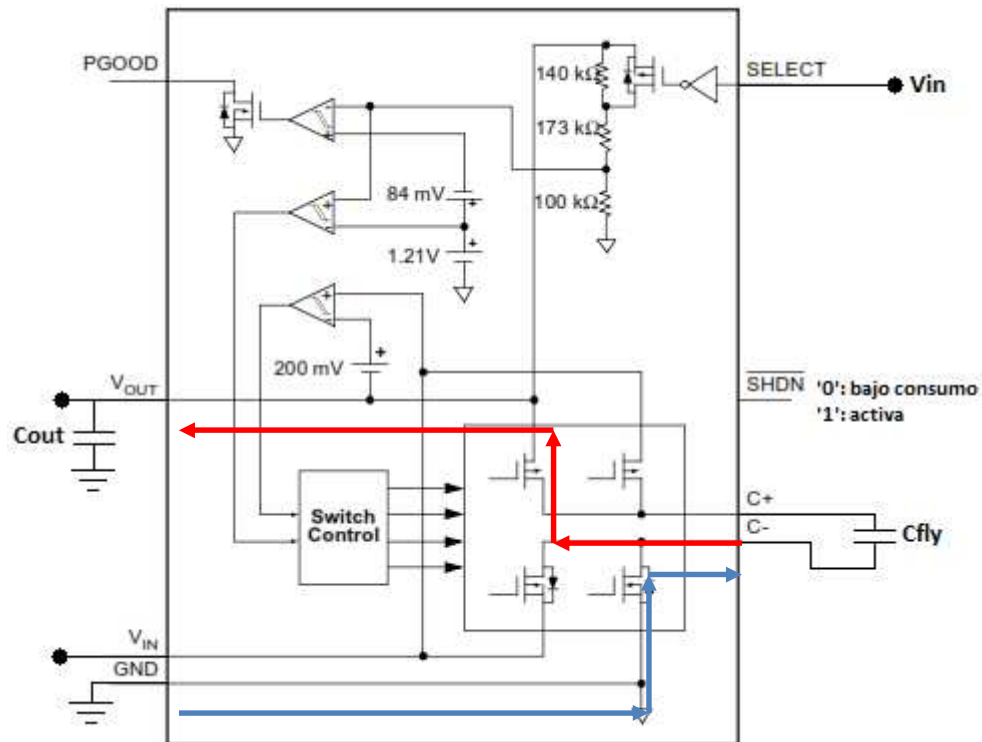


Fig. 4.8. Fase 3 de la bomba de carga MCP1252

4.3.2. Bloque de control

El bloque de control está formado básicamente por un microcontrolador PIC12F675 del fabricante Microchip. Este microcontrolador tiene un rango de tensión de entrada de 2 a 5,5 V y un consumo de 0,5 mA a 3 V. Esto unido a la lenta descarga del supercondensador le permitirá disponer de una tensión de alimentación relativamente estable sin necesidad de regulador de entrada durante el tiempo de operación. Este microcontrolador dispone de:

- 128 bytes de memoria EEPROM de datos, necesaria en esta aplicación para guardar los bytes que identifican a los receptores y el número de dispositivos asociados, ya que el microcontrolador se apaga cuando deja de pulsarse un botón.
- Convertidor analógico-digital de 10 bits con cuatro canales de lectura utilizado para determinar el nivel de luminosidad deseada.
- Temporizador de 8 bits y otro de 16 bits. El primero de ellos (timer 0) no dispone de bit de control para parar su registro de cuenta (TMR0). Éste se

incrementa en cada ciclo de instrucción sin parar durante toda la ejecución del programa.

- A diferencia del PIC12F508 utilizado en la aplicación del capítulo 3, este microcontrolador sí dispone de fuentes de interrupción para un control adecuado de la transmisión.

4.3.2.1. Esquema eléctrico completo del circuito emisor

En la Tabla 4.1 se muestra la funcionalidad asignada a cada patilla del microcontrolador. Como ya se mencionó, el sistema emisor dispone de tres botones. Con la pulsación de cualquiera de ellos se alimenta simultáneamente la entrada asignada a la operación a realizar y la entrada de alimentación del microcontrolador (Fig. 4.9). Como las tres entradas de operación (GP1, GP2 y GP3) se unen a la de alimentación (Vdd), es necesario incluir un diodo en cada rama que bloquee la señal hacia las entradas no deseadas.

La entrada GP4 del microcontrolador se asocia al canal de lectura del convertidor analógico-digital, utilizándose un potenciómetro manual para regular el nivel de tensión que indicará la intensidad de luz deseada. Como tensión de referencia o fondo de escala para la lectura se utiliza la tensión de alimentación del microcontrolador.

Por último, se utiliza la salida GP5 para controlar la activación de la bomba de carga antes de transmitir el código y la salida GP0 para el envío de los códigos hacia el módulo de radiofrecuencia.

PATILLA	FUNCIONALIDAD
GP0	SALIDA PARA EL ENVÍO DE LOS CÓDIGOS
GP1	ENTRADA PARA PULSADOR DE ASOCIACIÓN
GP2	ENTRADA PARA PULSADOR RECEPTOR 1
GP3	ENTRADA PARA PULSADOR RECEPTOR 2
GP4	ENTRADA PARA LECTURA DEL NIVEL DE INTENSIDAD DE LUZ
GP5	SALIDA DE ACTIVACIÓN DE LA BOMBA DE CARGA

Tabla 4.1. Descripción del patillaje del PIC12F675 de circuito emisor

En la Fig. 4.9 puede verse el circuito emisor completo. A partir de la activación de cualquiera de los tres pulsadores (ASOCIACIÓN, RECEPTOR 1 y RECEPTOR 2) se produce la alimentación del microcontrolador a partir del supercondensador. Al mismo tiempo se activa también la entrada correspondiente que marca el modo de funcionamiento (GP1 o GP2-GP3).

Cuando se produce el momento de enviar el código de transmisión, el microcontrolador activa a nivel alto su salida GP5 para activar la bomba de carga, que a su vez proporciona una salida regulada de 3,3 V para el módulo de radiofrecuencia.

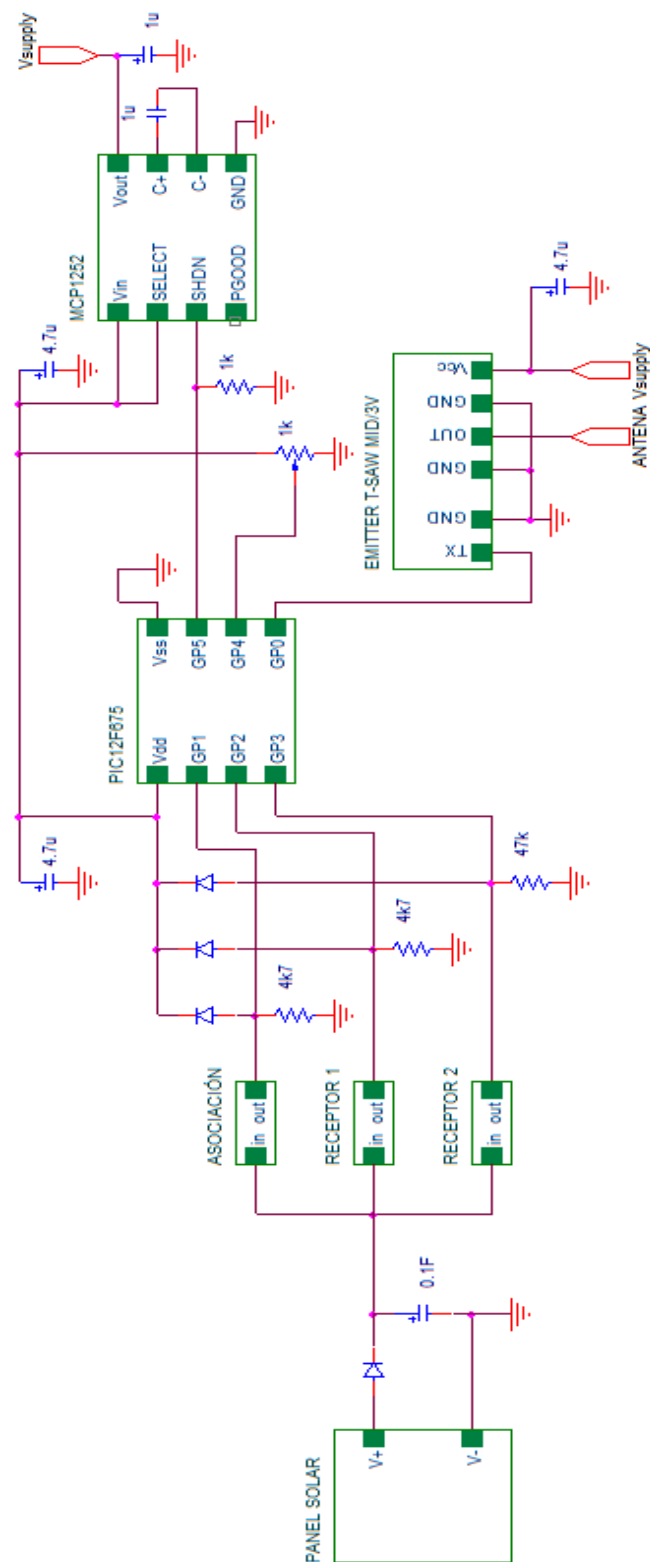


Fig. 4.9. Circuito emisor completo

4.3.2.2. Rutina principal del microcontrolador

Cuando se pulsa alguno de los tres botones se produce la alimentación del resto del circuito emisor. Cuando la tensión en el microcontrolador es estable, éste realiza la siguiente secuencia (Fig. 4.10):

- Lectura en su memoria EEPROM del número de receptores asociados con él, guardándose en una variable llamada 'n_disp'.
- En caso de ser la primera vez que se lee la memoria EEPROM, el valor de todas sus posiciones será FFh. En este caso, el valor de la variable 'n_disp' se inicializa a cero. En caso contrario no se modifica esta variable.
- El microcontrolador procede entonces a leer las entradas GP1, GP2 y GP3 para averiguar el botón pulsado.
- Si se pulsa el botón de asociación, el microcontrolador salta a leer la rutina de asociación. Tras finalizar pasa a modo de bajo consumo y permanece así hasta que cesa la alimentación.
- Si se pulsa el botón de control del receptor 2, el microcontrolador comprueba si tiene dos receptores asociados ($n_disp = 2$). En caso afirmativo leerá de su memoria EEPROM el byte identificador del receptor nº 2 y lo guardará en la variable 'codigo_rec' declarada en la memoria de datos. Posteriormente procede a convertir a digital el valor analógico de tensión en GP4, que representa el nivel de intensidad de luz deseada. Por último procede a enviar el código de cuatro bytes. Si no tiene dos receptores asociados pasará directamente a modo de bajo consumo sin realizar ninguna operación.
- En caso de pulsarse el botón de control del receptor nº 1 se comprueba primero si hay dos receptores asociados. Si no, se pregunta si hay un único receptor asociado. En caso de haber uno o dos receptores asociados se realizará la transmisión. En caso contrario (ningún receptor asociado) se pasa a modo de bajo consumo.

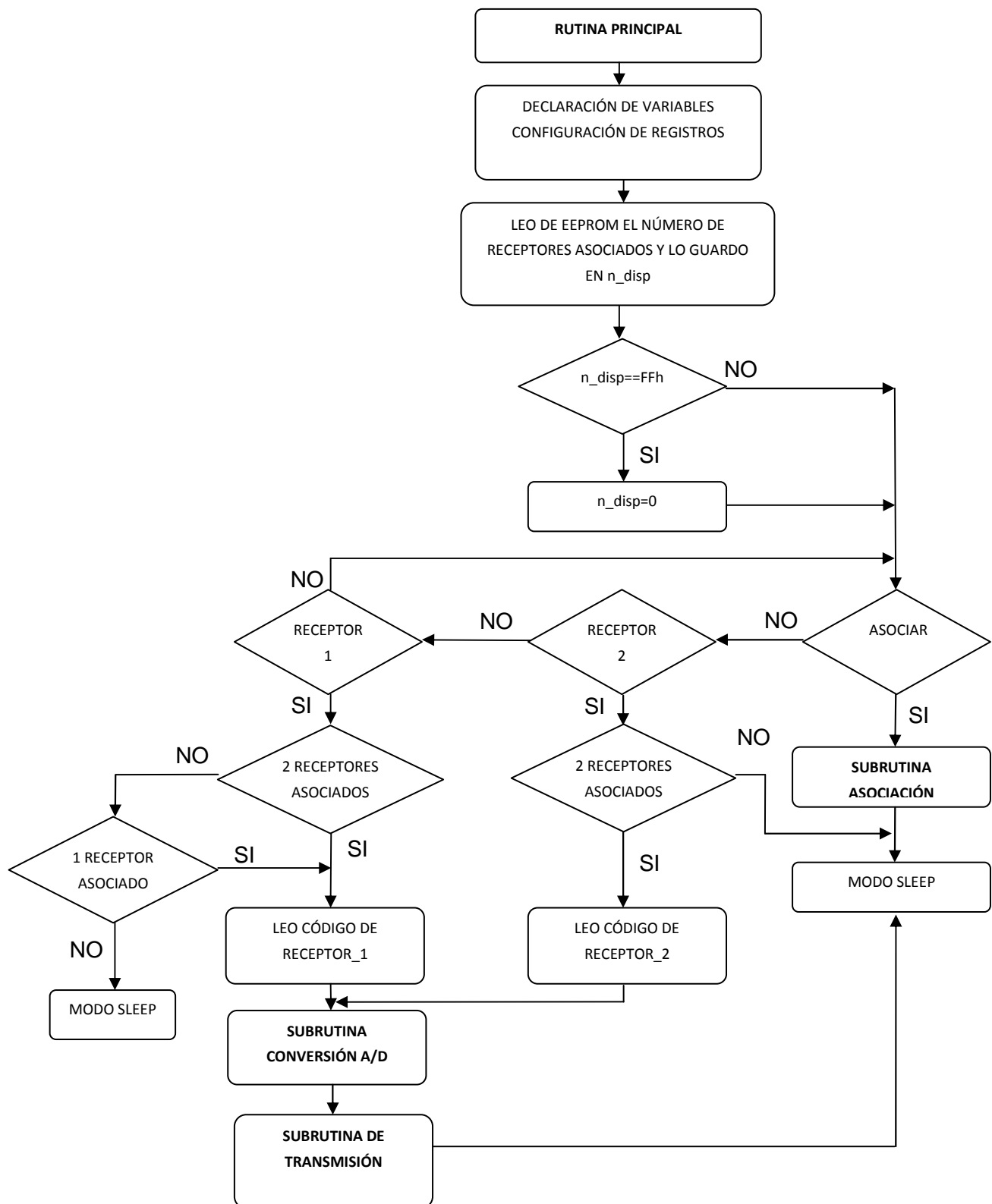


Fig. 4.10. Diagrama de flujo de la rutina principal

4.3.2.3. Procedimiento de asociación

Antes de controlar inalámbricamente una fuente de luz hay que asociar el receptor que lo controla al emisor elegido. Una vez el receptor queda a la espera de recibir el código, indicándolo con un diodo LED, y se pulsa del botón de asociación del circuito emisor, el microcontrolador realizará las siguientes tareas (Fig. 4.11):

- Primeramente verificará si puede asociarse un nuevo receptor, es decir, si no tiene ya 2 receptores asociados. En caso afirmativo, generará un byte aleatorio que identifique al nuevo receptor y lo guardará en su memoria EEPROM junto al número de dispositivos asociados incrementado en uno. Tras esto enviará los cuatro bytes que conforman el código. En caso contrario (2 receptores asociados), el microcontrolador reseteará el número de dispositivos asociados para comenzar de nuevo. De esta forma se consigue tener un sistema configurable, asociando al emisor los receptores deseados en todo momento.
- Una vez comprobado que no hay ya dos receptores asociados, el microcontrolador lee de su memoria EEPROM la posición que guarda el último byte aleatorio que se generó. A continuación, lo guarda en las variables 'semilla' y 'semilla_copia'.
- En función de si el número de dispositivos asociados es 0 o 1, las operaciones que producen el número aleatorio será diferente. Estas operaciones se realizan sobre la variable 'semilla', siendo el valor final conseguido el byte identificador del nuevo receptor. Por tanto, el valor de 'semilla' coincide siempre con el valor del último receptor asociado, ya que es la variable utilizada para generarlo.
- El nuevo byte se guarda en la posición EEPROM reservada al nuevo receptor y en la posición que guarda siempre el último byte aleatorio generado (llamado semilla).
- Si es el segundo receptor asociado, se compara su nuevo byte identificador con el byte que se generó para el primer receptor (contenido en 'semilla_copia') antes de guardar los nuevos bytes en EEPROM. En caso de coincidir ambos valores se resetea la variable 'semilla' antes de guardar los bytes. En caso contrario se guardan sin modificar la variable 'semilla'. De esta manera se asegura que los identificadores de ambos receptores no coinciden.

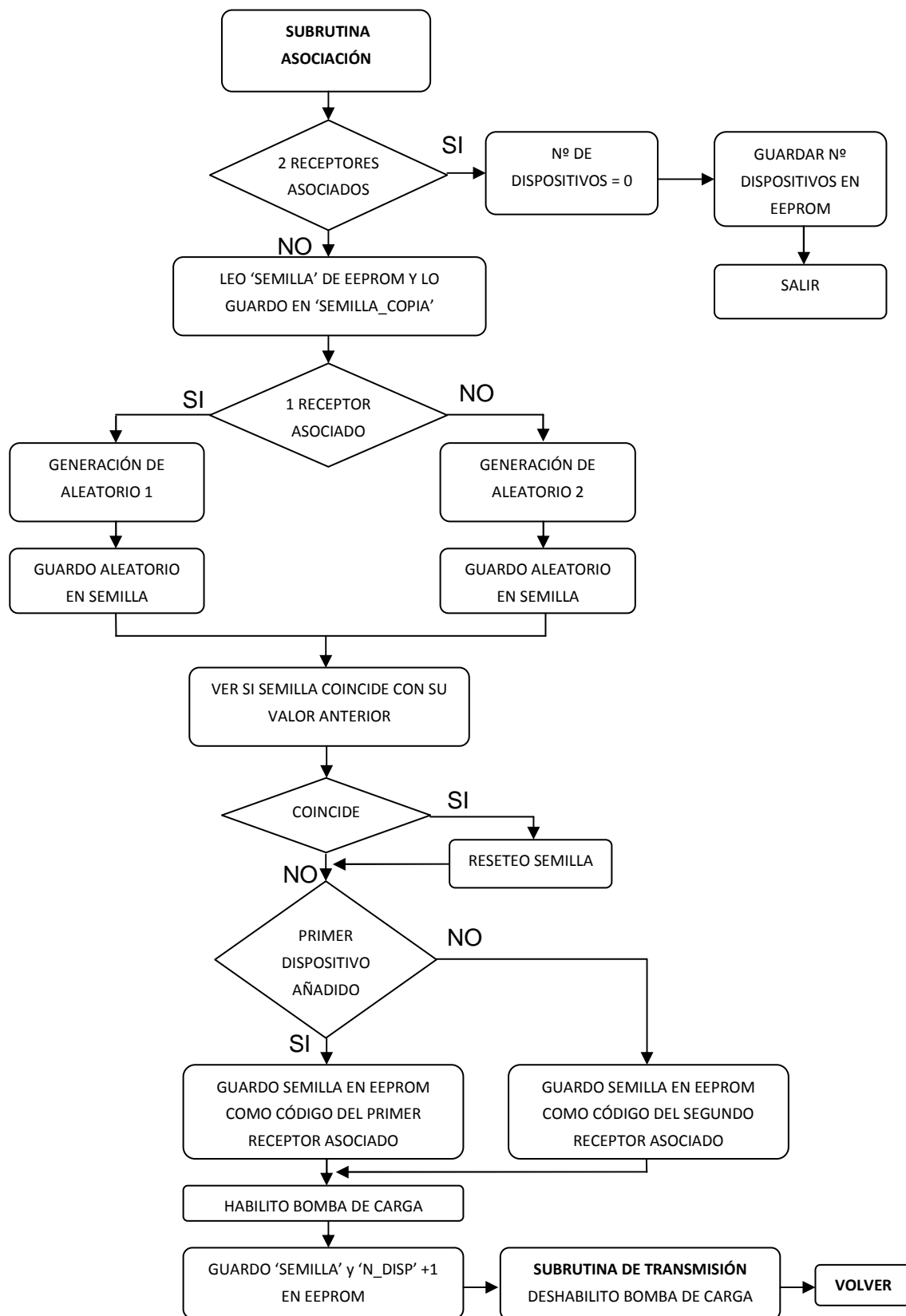


Fig. 4.11. Diagrama de flujo de la rutina de asociación con un nuevo receptor

Para guardar la información generada se utilizan cuatro posiciones de la memoria EEPROM (Fig. 4.12):

- En la posición 0 se guarda el valor del número de dispositivos asociados. El valor de fábrica inicial es FFh para todas las posiciones. Por tal motivo, la primera vez que se lee el número de dispositivos asociados se verifica su coincidencia con este valor. En caso afirmativo, el microcontrolador reseteará la variable 'n_disp'.
- En la posición 1 se guarda el byte identificativo del primer receptor asociado.
- En la posición 2 se guarda el byte identificativo del segundo receptor asociado.
- En la posición 3 se guarda el valor tomado como referencia para generar el código aleatorio de cada receptor (semilla). Este valor siempre coincide con el valor del último identificador de receptor asociado.

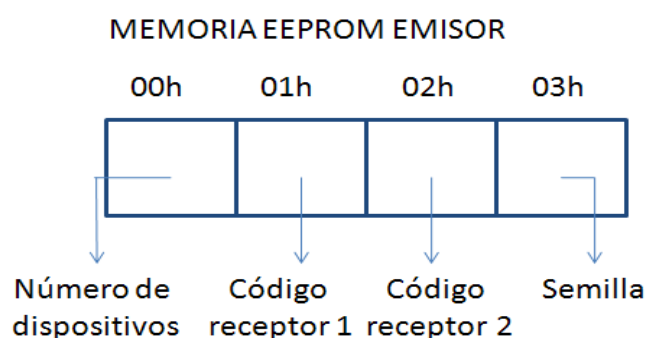


Fig. 4.12. Descripción de las posiciones EEPROM del microcontrolador emisor

Una vez tiene asociado al menos un receptor, el emisor puede controlarlo pulsando el botón correspondiente. Tras comprobar que existe un receptor asociado a la entrada que ha detectado, el microcontrolador:

- Lee de EEPROM el identificador del receptor que corresponde al botón detectado y lo guarda en la variable 'codigo_rec'.
- Activa la bomba de carga poniendo a nivel alto su salida GP5. Esto permite la alimentación del bloque de transmisión a 3,3 V. La bomba de carga necesita un mínimo de 200 μ s para arrancar. En este caso, el microcontrolador espera 512 μ s para asegurar una tensión estable en el bloque de transmisión.
- Realiza la conversión a digital del valor de tensión en GP4 para determinar el valor de intensidad de luz y transmite los cuatro bytes por orden.

4.3.2.4. Lectura del valor de intensidad de luz

Para realizar la conversión analógico-digital se han de configurar primero los registros ANSEL y ADCON0. El registro ANSEL permite:

- Seleccionar los pines como entradas/salidas digitales o como entradas analógicas. Hay cuatro posibles entradas que se pueden seleccionar como canal de lectura, pertenecientes a los pines GP0, GP1, GP2 y GP4. El canal de lectura elegido (GP4) debe seleccionarse como entrada analógica.
- Seleccionar el reloj de conversión. Un ciclo de conversión requiere de 11 veces el tiempo de adquisición. Este tiempo es la suma de:
 - El tiempo de activación del amplificador interno.
 - El tiempo aproximado de carga del condensador interno a la tensión aplicada al canal de lectura.
 - Un tiempo de retardo debido a la temperatura.

Debe elegirse un reloj que permita asegurar el tiempo de conversión. Existen diferentes tiempos de adquisición en función de la frecuencia del reloj del sistema y del modo de operación escogido (Fig. 4.13). Para esta aplicación se emplea el oscilador interno del microcontrolador (4 MHz), por lo que el modo de operación es con un reloj derivado de este oscilador a una frecuencia máxima de 500 kHz. Para este modo de operación y tensiones mayores de 3 V, el tiempo de adquisición típico es de 4 μ s (Fig. 4.13), lo que supone un tiempo de conversión para los 10 bits de 44 μ s.

El registro ADCON0 es el encargado de gestionar la conversión. En él puede elegirse:

- Una conversión justificada a la izquierda o a la derecha. El valor digital de 10 bits que se obtenga estará en los registros ADRESL y ADRESH. En este caso se utiliza una justificación a la izquierda:
 - 8 bits más significativos en el registro ADRESH y los 2 menos significativos en el registro ADRESL.
 - Los 2 bits menos significativos se desprecian para el nivel de luminosidad.
- La referencia de tensión o fondo de escala a partir de:
 - La tensión de alimentación del microcontrolador (Vdd).
 - Tensión externa introducida por el pin Vref (GP1).

Se ha utilizado como alimentación del microcontrolador Vdd. Aunque esta tensión no es constante, ya que el supercondensador se descarga en cada transmisión, la tensión en el

canal de lectura cae proporcionalmente a dicha tensión, debido a que el potenciómetro parte también de esta tensión.

- El canal analógico de lectura. En este caso se ha escogido AN3 (canal correspondiente al pin GP4).

A/D Clock Source (TAD)		Device Frequency			
Operation	ADCS2:ADCS0	20 MHz	5 MHz	4 MHz	1.25 MHz
2 TOSC	000	100 ns ⁽²⁾	400 ns ⁽²⁾	500 ns ⁽²⁾	1.6 µs
4 TOSC	100	200 ns ⁽²⁾	800 ns ⁽²⁾	1.0 µs ⁽²⁾	3.2 µs
8 TOSC	001	400 ns ⁽²⁾	1.6 µs	2.0 µs	6.4 µs
16 TOSC	101	800 ns ⁽²⁾	3.2 µs	4.0 µs	12.8 µs ⁽³⁾
32 TOSC	010	1.6 µs	6.4 µs	8.0 µs ⁽³⁾	25.6 µs ⁽³⁾
64 TOSC	110	3.2 µs	12.8 µs ⁽³⁾	16.0 µs ⁽³⁾	51.2 µs ⁽³⁾
A/D RC	x11	2 - 6 µs ^(1,4)	2 - 6 µs ^(1,4)	2 - 6 µs ^(1,4)	2 - 6 µs ^(1,4)

Legend: Shaded cells are outside of recommended range.

Note 1: The A/D RC source has a typical TAD time of 4 µs for VDD > 3.0V.

2: These values violate the minimum required TAD time.

3: For faster conversion times, the selection of another clock source is recommended.

4: When the device frequency is greater than 1 MHz, the A/D RC clock source is only recommended if the conversion will be performed during Sleep.

Fig. 4.13. Elección del tiempo de adquisición del convertidor A/D

Para realizar la conversión se realiza la siguiente secuencia (Fig. 4.14):

- El bit ADON (ADCON0) debe estar a 1 para permitir la alimentación de la circuitería del convertidor.
- Cuando se pone el bit GO/DONE (ADCON0) a 1 por software se inicia la conversión. Finalizada la conversión, este bit se pone a cero automáticamente por hardware.
- El valor digital de 8 bits contenido en el registro ADRESH se almacena en la variable 'codigo_adc'.
- Se vuelve a poner a 0 el bit ADON para un menor consumo del microcontrolador.

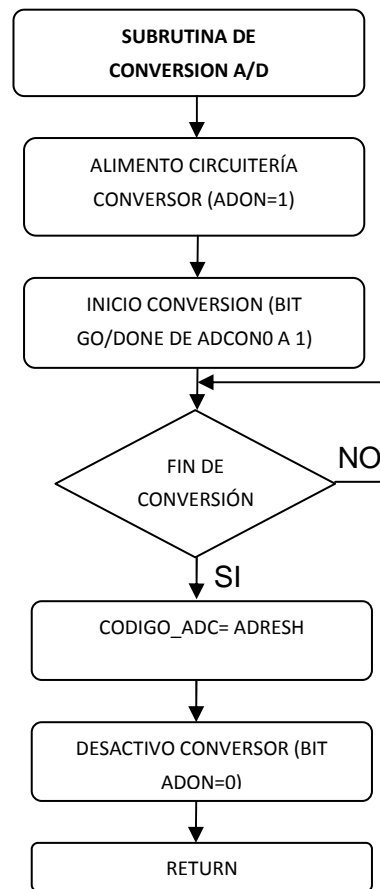


Fig. 4.14. Diagrama de flujo de la rutina de conversión A/D

4.3.2.5. Transmisión del código

Una vez realizada la conversión se dispone ya de los 4 bytes que forman el código:

- Los dos primeros bytes correspondientes al identificador de emisor son fijos y se declaran en las variables 'código_ID1 y código_ID2' cada vez que el microcontrolador arranca.
- El byte identificador de receptor se guarda en la variable 'codigo_rec'.
- El byte con el valor de intensidad de luz se guarda en 'código_adc'.

Para gestionar la transmisión del código se ha utilizado (Fig. 4.15):

- Una variable genérica llamada 'código' para ir cargando cada uno de los bytes por turnos.
- Bits de control para conocer en todo momento qué byte se está enviando y en qué modo de funcionamiento se trabaja.

La trama de bits de cada byte enviado por la salida GP0 se realiza de la siguiente manera (Fig. 4.15):

- Se pregunta por el valor de cada bit empezando por el menos significativo.
- En caso de ser 1 se pone a nivel alto la salida GP0 durante 256 μ s.
- Si es 0 se pone a nivel alto durante 512 μ s.

Antes de enviar el último byte se debe preguntar por el modo de funcionamiento (bit de control) para enviar el valor correcto (Fig. 4.15):

- En el modo de asociación, la variable 'código' se carga con el valor 0xFF.
- En el modo normal de funcionamiento, la variable 'código' se carga con el valor de la variable 'código_adc'.

Al finalizar la transmisión, el microcontrolador pasa a modo de bajo consumo mientras continúe la pulsación. Al hacer esto, su salida GP5 vuelve a nivel bajo, desactivando la bomba de carga y el bloque de transmisión. Cuando finaliza la pulsación del botón cesa la descarga del supercondensador hacia el circuito.

Para controlar la duración de cada bit enviado se ha empleado uno de los temporizadores que posee el microcontrolador (timer 0). Este timer de 8 bits no dispone de bit de control para comenzar o parar su registro de cuenta TMR0. En modo temporizador y prescaler 1:1, TMR0 se incrementa en uno con cada ciclo de instrucción. Para realizar las cuentas se han realizado las siguientes operaciones:

- Se ha configurado el registro OPTION_REG para utilizar un prescaler de 1:8. De esta forma se necesitan 8 ciclos de instrucción para que TMR0 se incremente en uno.
- Para realizar una cuenta de 256 μ s se necesitan 32 incrementos del registro TMR0. Restando al valor máximo de cuenta el número de incrementos se obtiene el valor de precarga de TMR0:

$$\frac{256}{8} = 32 \text{ incrementos}; 32d = 20h; FFh - 20h = DFh$$

- Se ha empleado la fuente de interrupción del timer 0 para controlar el apagado de la salida GP0 tras finalizar la cuenta. Para habilitar la interrupción se debe poner a 1 el bit TOIE y el bit GIE, ambos del registro INTCON.
- Una vez salta la interrupción, el bit TOIF (flag de interrupción del timer 0) del registro INTCON se pone automáticamente a nivel alto por hardware. Este bit

es útil para detectar qué fuente de interrupción ha saltado cuando se utilizan más de una. En este caso solo se utiliza la fuente de interrupción del timer 0.

- Tras producirse la interrupción hay que poner a cero el bit TOIF e inhabilitar las interrupciones poniendo a cero el bit GIE. Tras esto se apaga la salida GP0.

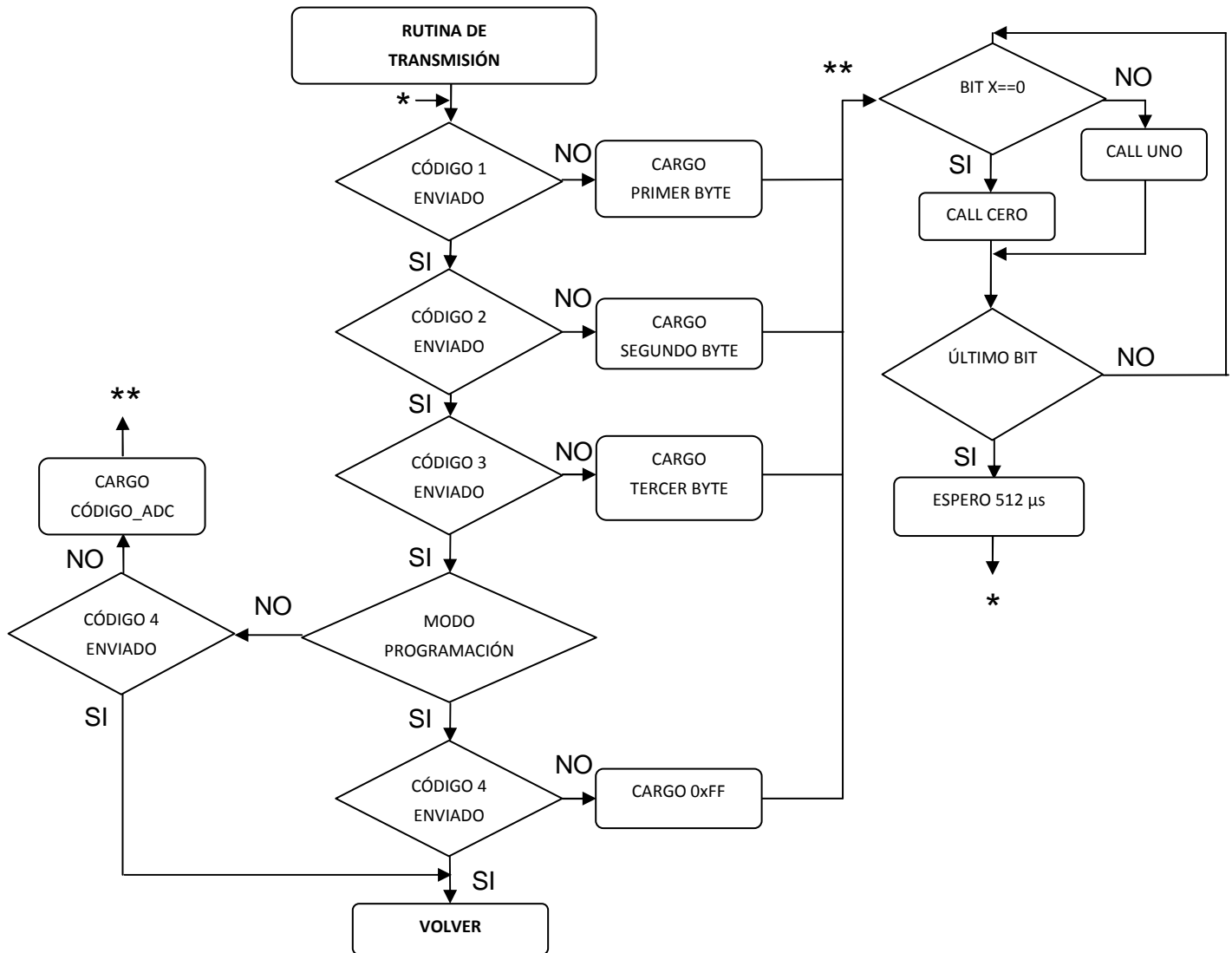


Fig. 4.15. Rutina de transmisión

En la Fig. 4.16 se muestra la subrutina de interrupción del timer 0. Al finalizar la cuenta se apaga la salida de envío del código (GP0). También se muestran las subrutinas encargadas de precargar un valor específico de cuenta en el timer 0 en función del valor del bit que se quiere enviar. Estas subrutinas se llaman desde la rutina de transmisión.

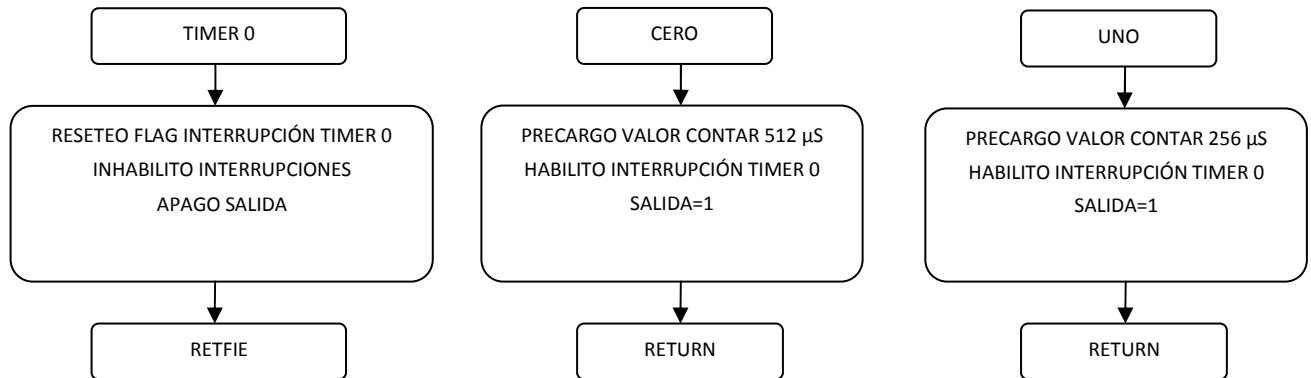


Fig. 4.16. Subrutinas de gestión del tiempo de transmisión

4.3.3. Bloque de transmisión

El bloque de transmisión está formado por un módulo de radiofrecuencia Aurel TX-SAW MID/3V igual al utilizado en la aplicación del timbre inalámbrico y por una antena helicoidal de 15 cm. El módulo opera a una tensión de 3,3 V proporcionada por la bomba de carga y trabaja en la banda libre de 434 MHz.

4.4. Diseño del circuito receptor.

El circuito receptor es el encargado de controlar directamente el encendido y apagado de la bombilla. Este circuito consta de cuatro bloques (Fig. 4.17):

- Bloque de alimentación: encargado de obtener una tensión estable de 5 V para el bloque de recepción y control a partir de la red eléctrica.
- Bloque de recepción y control: gestiona el encendido de la bombilla a partir de los códigos enviados por el circuito emisor.
- Bloque de sincronización: este circuito proporciona una señal de paso por cero de la señal de red. Esto permite tomar el paso por cero como referencia para modificar el ángulo de disparo y variar así la intensidad de luz.
- Bloque de disparo: este circuito es el encargado de permitir o no el paso de la corriente por la bombilla (carga).

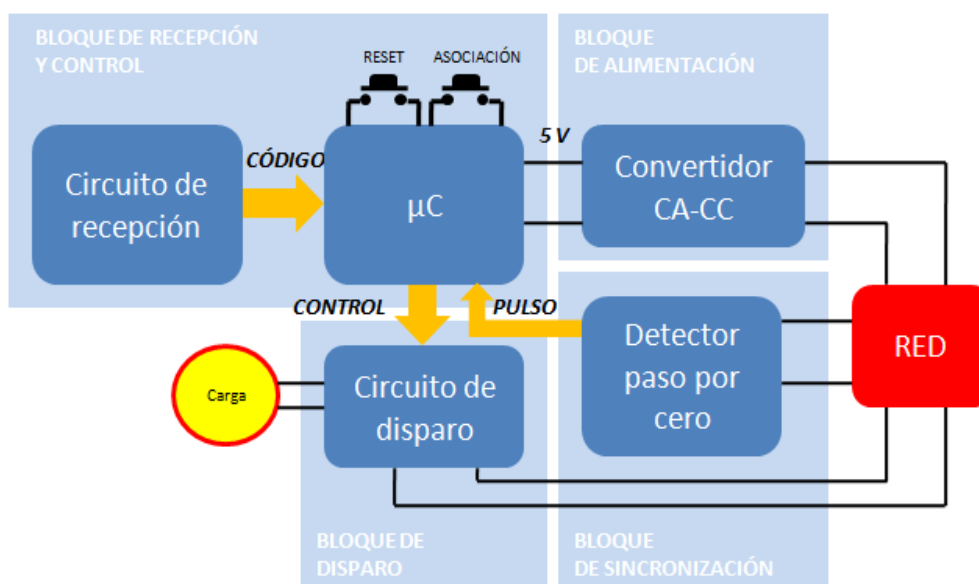


Fig. 4.17. Diagrama de bloques del receptor

4.4.1. Bloque de alimentación

Todo el circuito receptor se alimenta a partir de la red de 230 V. Para obtener el nivel de continua adecuado para los circuitos integrados se ha utilizado un puente rectificador y un convertidor CC-CC reductor del fabricante Rohm Semiconductor, modelo BP5041A1.

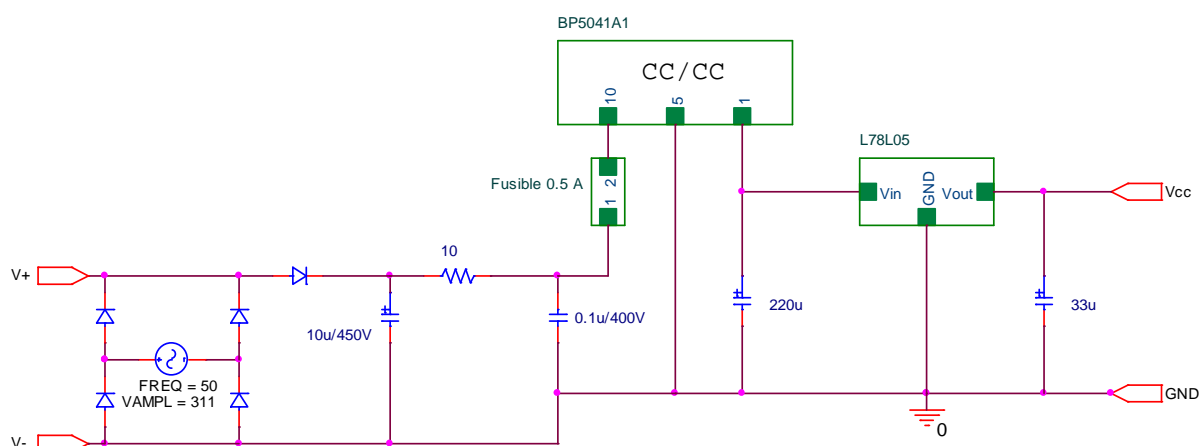


Fig. 4.18. Circuito de alimentación

El convertidor BP5041A1 obtiene 12 V en su salida a partir del nivel de red rectificado en media onda y filtrado. Los niveles de tensión de entrada permitidos van desde los 226 V

hasta los 390 V. Ofrece una corriente máxima de salida de 100 mA ($V_i=282$ V) a una frecuencia de conmutación de 42 kHz y una eficiencia típica del 62% en estas condiciones. El rizado máximo es de 0,15 Vpp ($V_i=282$ V, $I_o=50$ mA). Se ha utilizado un fusible con una corriente de corte de 500 mA por indicación del fabricante. Los 5 V necesarios para los chips de control se obtienen mediante un regulador L78L05 (Fig. 4.18).

4.4.2. Bloque de sincronización

El circuito de recepción y control necesita conocer cuando se produce el paso por cero de la señal de red para realizar la gestión del ángulo de disparo y controlar así el nivel de luminosidad. Por este motivo se utiliza un bloque de sincronización. El circuito propuesto (Fig. 4.19) aprovecha la señal rectificada del puente completo (Fig. 4.18). Para obtener los pulsos de paso por cero se ha utilizado un optoacoplador Vishay 4N37. Este dispositivo dispone de un fototransistor disparado por un led de infrarrojos, lo que permite aislar el circuito de potencia del circuito de control.

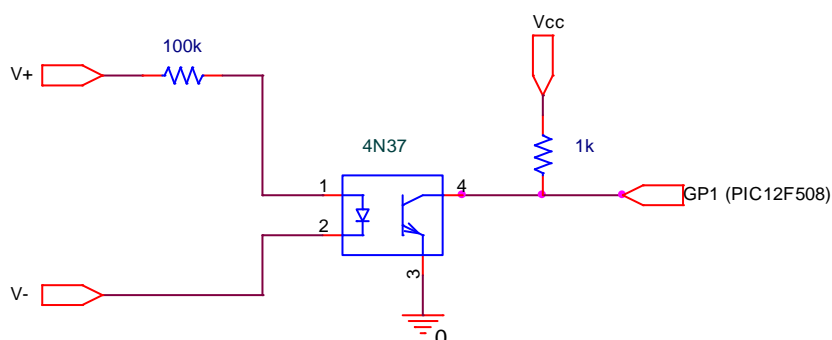


Fig. 4.19. Circuito detector de paso por cero

Cuando existe suficiente tensión de entrada para polarizar en directa el led, éste activará el fototransistor, poniendo la patilla GP1 del microcontrolador de control a masa. Si se produce el paso por cero de la corriente, el transistor quedará desactivado, teniendo en su colector aproximadamente la tensión de la fuente Vcc. De esta manera se obtiene el pulso de paso por cero. Dado el pequeño valor de la capacidad interna del fototransistor (6 pF para la unión colector-emisor), los tiempos de conmutación no se ven influenciados en gran medida debido a éste. Sin embargo no ocurre lo mismo con el led.

$$\tau_{\text{f}} = R_{\text{f}} \cdot C_{\text{f}} = 10^3 \, \Omega \cdot 6 \, \text{pF} = 6 \, \text{ns} \rightarrow \text{Fototransistor}$$

$$5 \cdot \tau_{\text{f}} = 30 \, \text{ns} \rightarrow \text{Fototransistor}$$

$$\tau_{L} = R_L \cdot C_L = 100 \cdot 10^3 \Omega \cdot 25 \text{ pF} = 2.5 \mu\text{s} \rightarrow \text{Led}$$

$$5 \cdot \tau_{L} = 12.5 \mu\text{s} \rightarrow \text{Led}$$

El fototransistor permite una corriente máxima de 50 mA, por lo que se ha añadido una resistencia de 1 k Ω para limitar esta corriente. Suponiendo el fototransistor ideal en conducción, la corriente máxima por él sería de:

$$I_{\text{máx}} = \frac{5 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Por otro lado, se ha introducido una resistencia para limitar la corriente por el circuito de potencia. La máxima corriente permitida en el led es de 60 mA, siendo su caída de tensión típica de 1,3 V a 10 mA. A la salida del puente de diodos se van a tener picos máximos de:

$$V_{\text{máx}} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V}$$

Debe tenerse en cuenta que a la entrada del optotriac (bloque de disparo) no debe superarse una corriente de 50 mA. Si se pretende una corriente de aproximadamente 10 mA para el valor máximo de tensión, el valor mínimo de la resistencia será de:

$$R_L = \frac{325 - 1,3}{10 \text{ mA}} = 33 \text{ k}\Omega$$

Con un valor superior de resistencia, la corriente por ésta será menor, minimizándose las pérdidas de potencia. Sin embargo, para un valor más alto de resistencia, el tiempo de carga del condensador interno del diodo será mayor, produciéndose un ensanchamiento del pulso de paso por cero a la salida del optoacoplador. Esto puede perjudicar el control de tiempos realizado para el nivel de iluminación. Para el caso de 51 k Ω se producirían pérdidas de potencia de:

$$I_{L \text{ máx}} = \frac{325 - 1,3}{51 \text{ k}\Omega} = 6,4 \text{ mA}; \quad P_{L \text{ máx}} = \left(\frac{6,4 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot 51 \cdot 10^3 = 1,04 \text{ W}$$

Esto produce un calentamiento excesivo para una resistencia de ¼W, ya que ésta no tiene tiempo para refrigerarse antes del siguiente pico, acumulándose el calor hasta la destrucción de la misma. Por tal motivo se ha escogido una resistencia de 100 k Ω , que produce una corriente y potencia máximas de:

$$I_{L \text{ máx}} = \frac{325 - 1,3}{100} = 3,2 \text{ mA}; \quad P_{L \text{ máx}} = \left(\frac{3,2 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,5 \text{ W}$$

En la Fig. 4.20 y Fig. 4.21 se representa la duración del pulso para 51 k Ω y 100 k Ω , respectivamente. Como puede verse, para 51 k Ω el pulso dura unos 800 μ s y para 100 k Ω es de hasta 3 ms, lo que limita el tiempo disponible para activar la bombilla. Para una frecuencia de red de 50 Hz, cada ciclo de la onda rectificada dura 10 ms. Si quiere activarse la bombilla durante 8 ms por ciclo (80%), tras un paso por cero el microcontrolador cuenta 2 ms con la bombilla apagada. Tras esto, activa la bombilla hasta el próximo ciclo mientras pregunta por otro paso por cero. Si la resistencia de polarización fuera de 100 k Ω , el microcontrolador detectaría el mismo paso por cero en 3 ms antes de finalizar su cuenta de 8 ms, lo que provoca un fallo de control. Este problema se soluciona por software, evitando que el microcontrolador atienda su entrada de paso por cero hasta que el nivel del pulso sea nulo. Así se asegura que el pulso finaliza antes de volver a preguntar por el siguiente pulso.

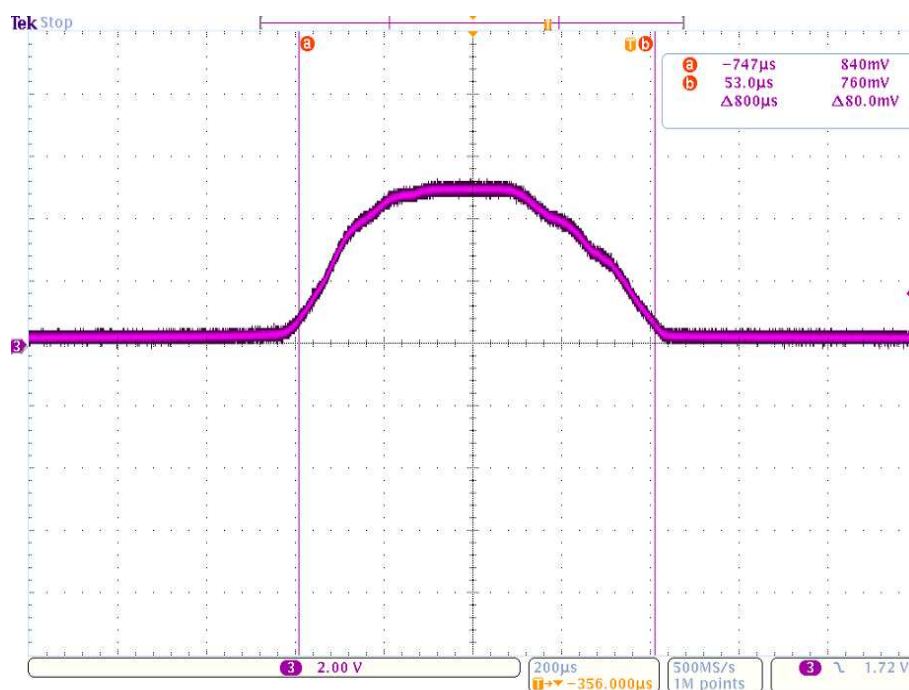


Fig. 4.20. Pulso de paso por cero con resistencia de polarización del fotodiodo de 51 k Ω

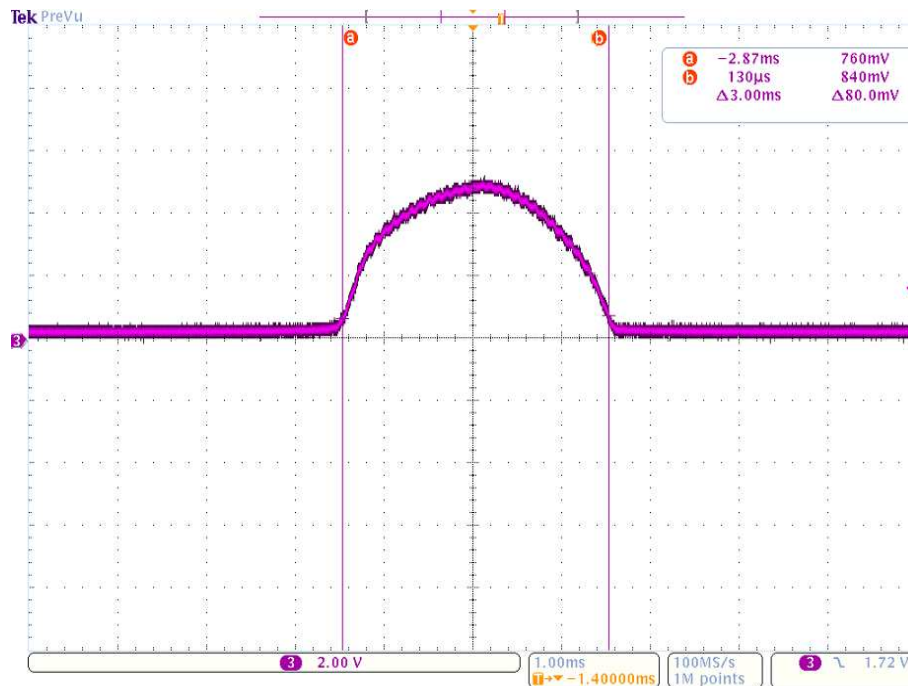


Fig. 4.21. Pulso de paso por cero con resistencia de polarización del fotodiodo de 100 k Ω

4.4.3. Bloque de recepción y control.

El circuito de recepción y control es el encargado de recibir los códigos y gestionarlos para el control de la bombilla. La recepción se realiza mediante un módulo de radiofrecuencia igual al utilizado en la aplicación del timbre inalámbrico (Aurel AC-RX2). Para el control se utilizan dos microcontroladores que gestionan todo el proceso:

- Un microcontrolador principal o maestro (PIC12F675) se encarga de validar las transmisiones e indicar al microcontrolador esclavo las acciones a realizar sobre la bombilla.
- Un microcontrolador esclavo (PIC12F508) que actúa sobre el bloque de disparo.

4.4.3.1. Descripción del funcionamiento

En la Fig. 4.22 puede verse el esquema de la parte de control del circuito receptor. El módulo transmisor se encarga de enviar el código recibido por radiofrecuencia al microcontrolador maestro (PIC12F675) por su patilla GP2. Las entradas GP3 y GP4 se dedican a los pulsadores de reset y asociación respectivamente. Así mismo se dedica la

salida GP5 para el diodo led que indica la entrada en modo asociación, y las salidas GP0 y GP1 de comunicación con el microcontrolador esclavo (Tabla 4.2).

GP0	SALIDA DE COMUNICACIÓN (INTENSIDAD)
GP1	SALIDA DE COMUNICACIÓN (INTENSIDAD)
GP2	ENTRADA PARA RECIBIR LOS CÓDIGOS
GP3	ENTRADA PULSADOR DE RESET
GP4	ENTRADA PULSADOR DE ASOCIACIÓN/RECIBIR CONFIRMACIÓN
GP5	SALIDA LED DE ASOCIACIÓN

Tabla 4.2. Descripción del patillaje del microcontrolador maestro (PIC12F675)

GP0	SALIDA DE CONFIRMACIÓN
GP1	ENTRADA DETECCIÓN DE PASOS POR CERO
GP2	SALIDA PARA PWM
GP3	ENTRADA PULSADOR DE RESET
GP4	ENTRADA DE COMUNICACIÓN (INTENSIDAD)
GP5	ENTRADA DE COMUNICACIÓN (INTENSIDAD)

Tabla 4.3: Descripción del patillaje del microcontrolador esclavo (PIC12F508)

El microcontrolador esclavo dedica dos entradas para comunicarse con el microcontrolador maestro (GP4 y GP5). A través de estas entradas, el microcontrolador esclavo recibe el código binario que interpretará según la Tabla 4.4.

GP5	GP4	FUNCIÓN
0	0	Luz apagada
0	1	Nivel 1
1	0	Nivel 2
1	1	Nivel 3

Tabla 4.4. Códigos para la identificación del nivel de intensidad de luz

Cada vez que el microcontrolador esclavo recibe los niveles lógicos en sus entradas GP4 y GP5, éste envía por su salida GP0 la señal que confirma que ha recibido e interpretado el código. El microcontrolador maestro recibe esta señal por la entrada del pulsador de asociación (GP4) por la falta de pines. A pesar de ello no se producen

problemas, ya que nunca se puede producir una nueva asociación mientras se controla la bombilla.

Una vez el microcontrolador esclavo recibe el nivel de intensidad, debe generar la señal cuadrada correspondiente al nivel de luz según la Tabla 4.5.

Tiempo a nivel bajo (ms)	Tiempo a nivel alto (ms)	Rango
5	5	1 (50%)
3	7	2 (70%)
0	10	3 (100%)

Tabla 4.5. Tiempos para la PWM de salida en función del nivel de intensidad de luz

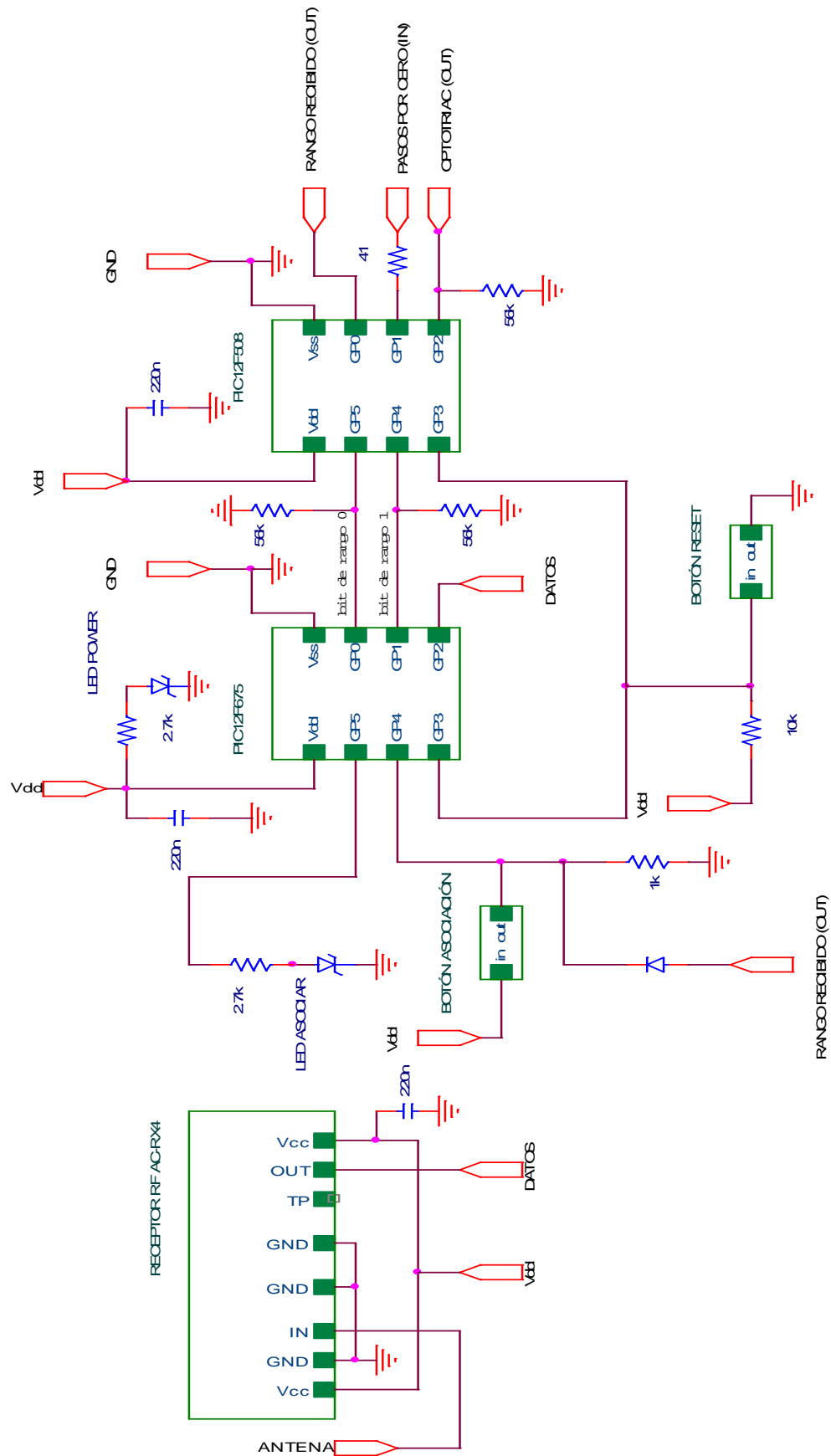


Fig. 4.22. Circuito de recepción y control

4.4.3.2. Rutina principal del microcontrolador maestro

Antes de que el circuito receptor comience a controlar la bombilla debe estar asociado a un emisor. La primera vez que se arranca el receptor, el microcontrolador maestro pregunta únicamente por el botón de asociación (Fig. 4.23). Cuando éste se pulsa, el microcontrolador maestro entra en la rutina de asociación. El circuito receptor se puede asociar tantas veces como se quiera y con el emisor que se desee.

Cuando un receptor está asociado a un emisor, el microcontrolador maestro pregunta por una nueva asociación o por la llegada de un código de actuación sobre la bombilla. En el primer caso volverá a asociarse con otro emisor y en el segundo caso saltará a la rutina de control de la bombilla (rutina de luminosidad). Tras finalizar la rutina que toque se comienza de nuevo.

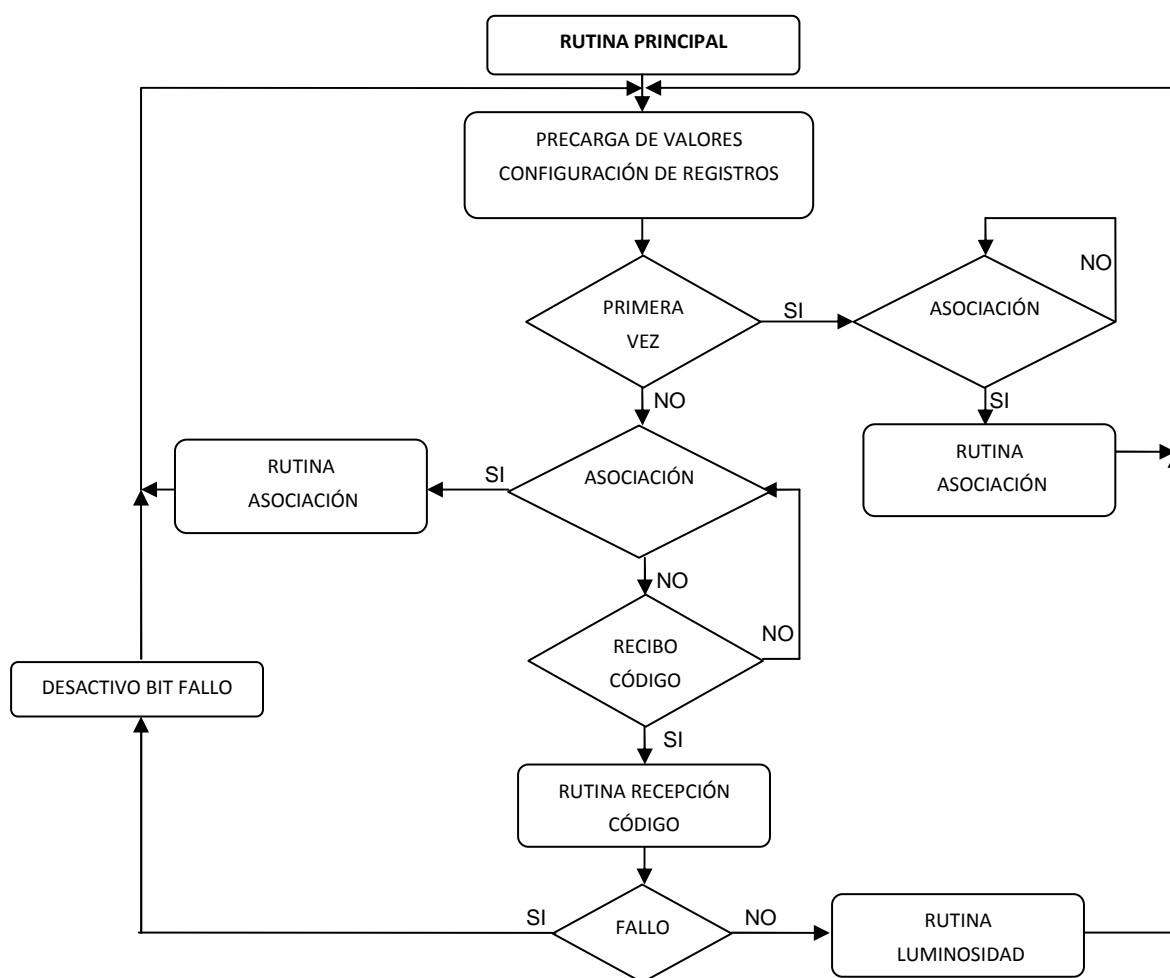


Fig. 4.23. Rutina principal del microcontrolador maestro

4.4.3.3. Rutina de recepción del código

La rutina de recepción del código gestiona la llegada de los 4 bytes de información tanto en el modo asociación como en el modo normal de funcionamiento. En esta rutina se utilizan los dos timers disponibles en el microcontrolador PIC12F675.

El timer 0 (8 bits) se utiliza para controlar la duración de cada bit que llega. De esta forma se puede saber si el bit recibido es un 1 o un 0. Cada bit '1' tiene una duración de 256 μ s, y un bit '0' dura 512 μ s. En este caso, el timer 0 del microcontrolador maestro cuenta 464 μ s antes de leer el bit (Fig. 4.24). Esta cuenta se realiza mediante 58 incrementos con el prescaler 1:8, lo que supone un valor de precarga de:

$$58 \text{ cuentas} \cdot 8 = 464 \mu\text{s}; 58d = 3Ah; FFh - 3Ah = C5h \rightarrow TMR0$$

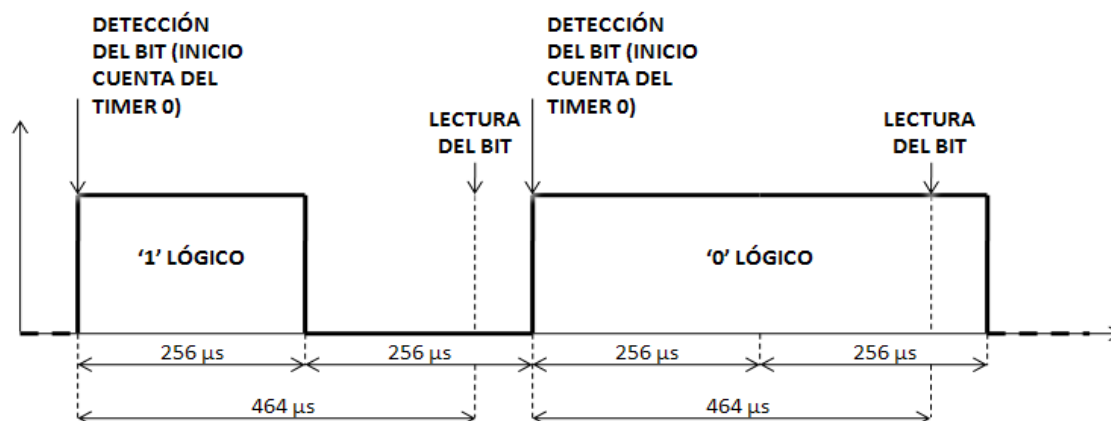


Fig. 4.24. Realización de la lectura de cada bit

La elección de 464 μ s es debida al retardo observado en el código obtenido por el receptor respecto al emitido. Además se ha observado que la duración de los bits en los primeros momentos de la recepción se incrementaba de forma indeseada, lo que provocaba fallos en el código leído por el microcontrolador maestro. Un tiempo de espera de 464 μ s permite la lectura correcta del bit y tiempo suficiente para realizar las operaciones posteriores antes de llegar a 512 μ s. El fin de la cuenta se detecta preguntando por la activación de su flag TOIF del registro INTCON.

El timer 1 (16 bits) se utiliza para romper la espera del microcontrolador maestro ante la llegada de un bit. Este timer, a diferencia del timer 0, permite parar y encender su registro de cuenta (TMR1). Se ha configurado con el prescaler 1:1 (cada incremento del registro equivale a un ciclo de instrucción), con lo que se puede contar un máximo de 65536 μ s. Esto es así debido a que cada ciclo de instrucción corresponde a 4 ciclos del reloj

interno de 4 MHz. Por tanto, cada instrucción se ejecutará en 1 μ s (salvo instrucciones condicionales y saltos incondicionales).

Duración de 1 ciclo de reloj

$$\frac{1}{4 \text{ MHz}} \cdot 4 \text{ ciclos} = 1 \mu\text{s}$$

El timer 1 se desborda al pasar su registro TMR1 de FFFFh a 0000h. Como una transmisión válida no dura más de 50 ms, se ha decidido contabilizar hasta 65 ms antes de producir la interrupción del timer 1 que permita salir de la espera. La precarga utilizada para contar 65 ms es de:

$$65000d = FDE8h ; FFFFh - FDE8h = 217h \rightarrow \text{TMR1}$$

De esta forma se evita que el microcontrolador maestro permanezca esperando indefinidamente ante un fallo en la transmisión que no permita recibir los 32 bits (4 bytes).

La rutina de recepción de código comienza en el momento de detectarse el primer bit (Fig. 4.28), realizándose a continuación las siguientes operaciones:

- En el instante en que se detecta el primer bit se inicializan y comienzan a contar los dos timers.
- Cuando termina de contar el timer 0 se pregunta por el nivel en la entrada GP2 (lectura de los códigos). Si ésta está a nivel alto, el bit recibido será un 0. En caso contrario será un 1. En cada caso se saltará a la subrutina correspondiente (CERO o UNO) para guardar el bit en una variable llamada 'código' e incrementar un contador del número total de bits recibidos.

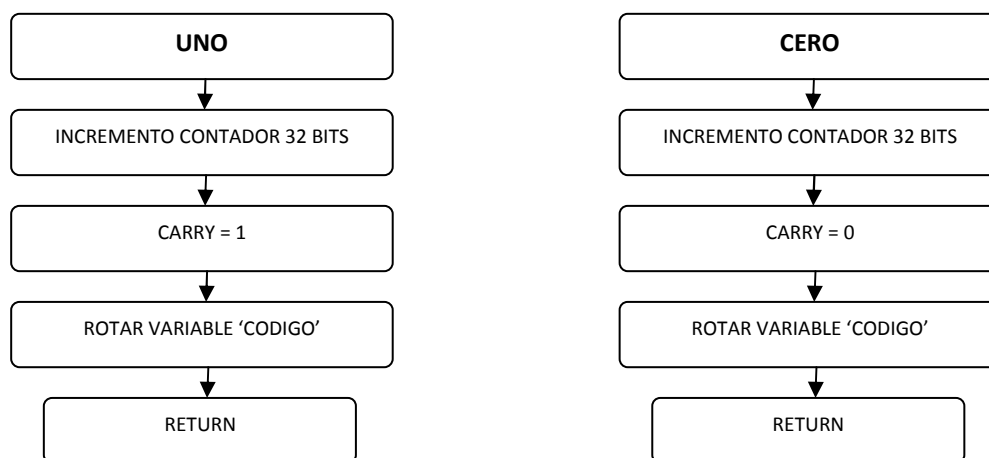


Fig. 4.25. Subrutinas de recepción de los bits.

Al final de la recepción se comprueba que vale 32 para verificar la validez de la transmisión.

Para gestionar la llegada de cada byte se hace lo siguiente:

- Cada bit recibido se guarda en el bit C (carry) del registro STATUS, y se rota la variable utilizada en la recepción de cada byte (código).
- Para conseguir el byte completo se rota la variable 'código' un total de 8 veces. El último bit recibido en cada byte será el más significativo de éste, por lo que los bytes se leerán al revés.

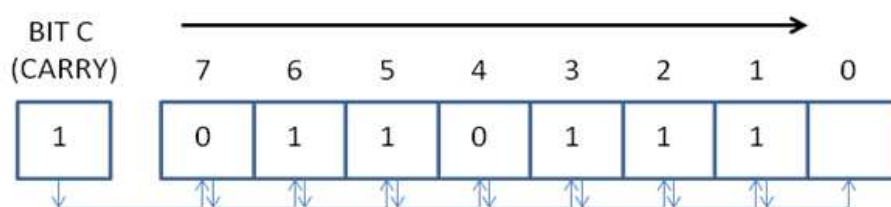


Fig. 4.26. Gestión en la recepción de cada bit.

Una vez se ha recibido un byte completo, lo cual se sabe mediante una variable empleada que cuenta cuando se han recibido 8 bits, se ha de preguntar por el modo de funcionamiento. Así el microcontrolador sabrá si debe almacenar el byte recibido en la rutina ASOCIAR (modo asociación) ó verificar su coincidencia con el valor de su EEPROM en la rutina NO_ASOCIAR (modo normal). En ambos casos, la operación se realiza tras la recepción de cada uno de los bytes, utilizándose bits de control para conocer qué byte llega.

Los bytes recibidos se guardan siempre en memoria EEPROM de datos. En la primera posición se guarda la variable que anuncia si se está asociado o no con un emisor. En caso afirmativo, el valor guardado será F0h. Este valor se guarda en el momento de la asociación. Además, el receptor debe guardar los dos códigos de emisor para conocer a su interlocutor, así como su propio código de receptor que generó aleatoriamente el emisor (Fig. 4.27).

Al finalizar la llegada de todos los bytes se comprueba si han llegado los cuatro, y si el contador de bits ha llegado a 32. En caso afirmativo se para el timer 1 y se inhabilita su interrupción. En caso contrario se activa un bit de fallo y se espera la interrupción del timer 1.

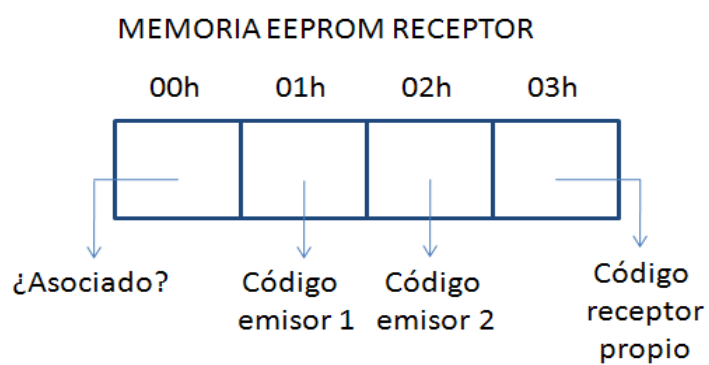


Fig. 4.27. Descripción de las posiciones EEPROM del microcontrolador maestro receptor

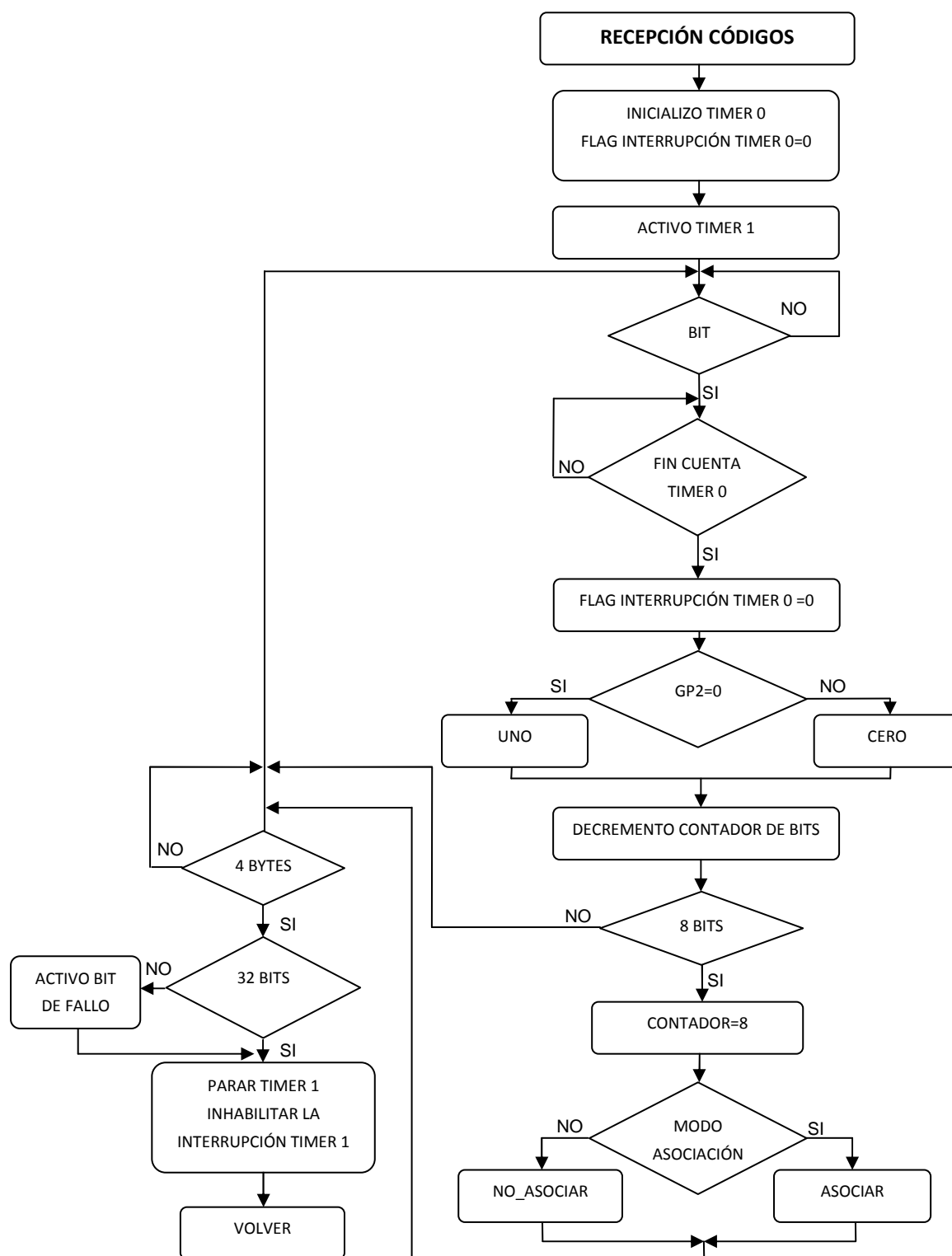


Fig. 4.28. Rutina de recepción de los códigos

4.4.3.4. Rutinas de gestión del código en ambos modos de funcionamiento

En el modo asociación, el microcontrolador maestro realiza las siguientes operaciones (Fig. 4.29)

Fig. 4.29):

- Enciende el led de asociación.
- Espera la llegada de los 4 bytes. Cuando llega el primer bit, salta a la rutina de recepción del código de asociación.
- Al mismo tiempo que se espera el código, se pregunta de nuevo por la pulsación del botón de asociación. En caso de que ésta se produzca, el microcontrolador sale del modo asociación. Esta opción posibilita una salida del modo asociación en caso de que el receptor ya estuviera asociado y se pretendiera asociarlo a otro emisor.

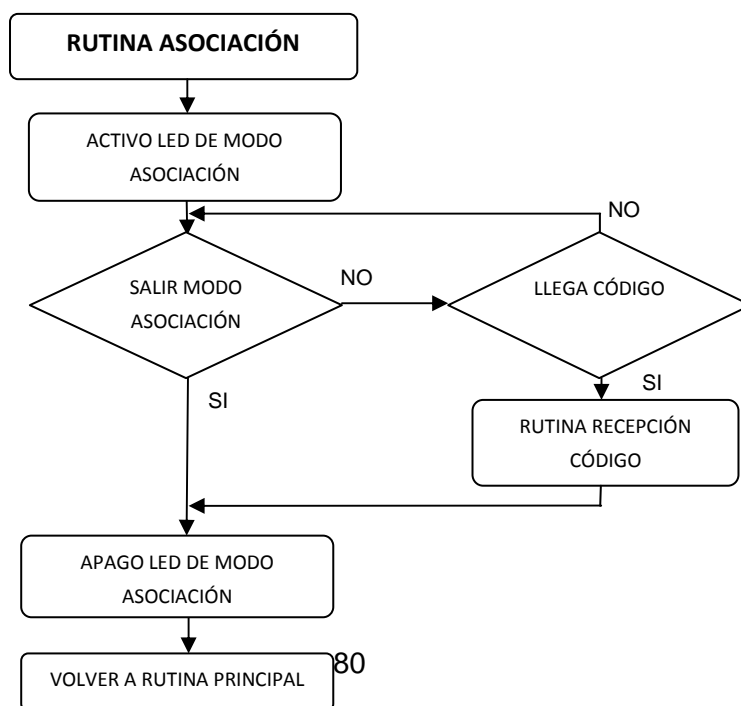


Fig. 4.29. Rutina de asociación con el emisor

Dentro de la rutina de recepción de código, la gestión de los bytes en el modo asociación se realiza mediante la subrutina ASOCIAR (Fig. 4.30). Para mantener un control de la llegada de cada byte se utilizan bits de control. Tras la llegada de los tres primeros bytes:

- Si el cuarto byte coincide con el valor FFh, el código es efectivamente de asociación y el microcontrolador guardará los tres primeros bytes en EEPROM.
- En caso contrario sale de la rutina de asociación sin guardar nada.

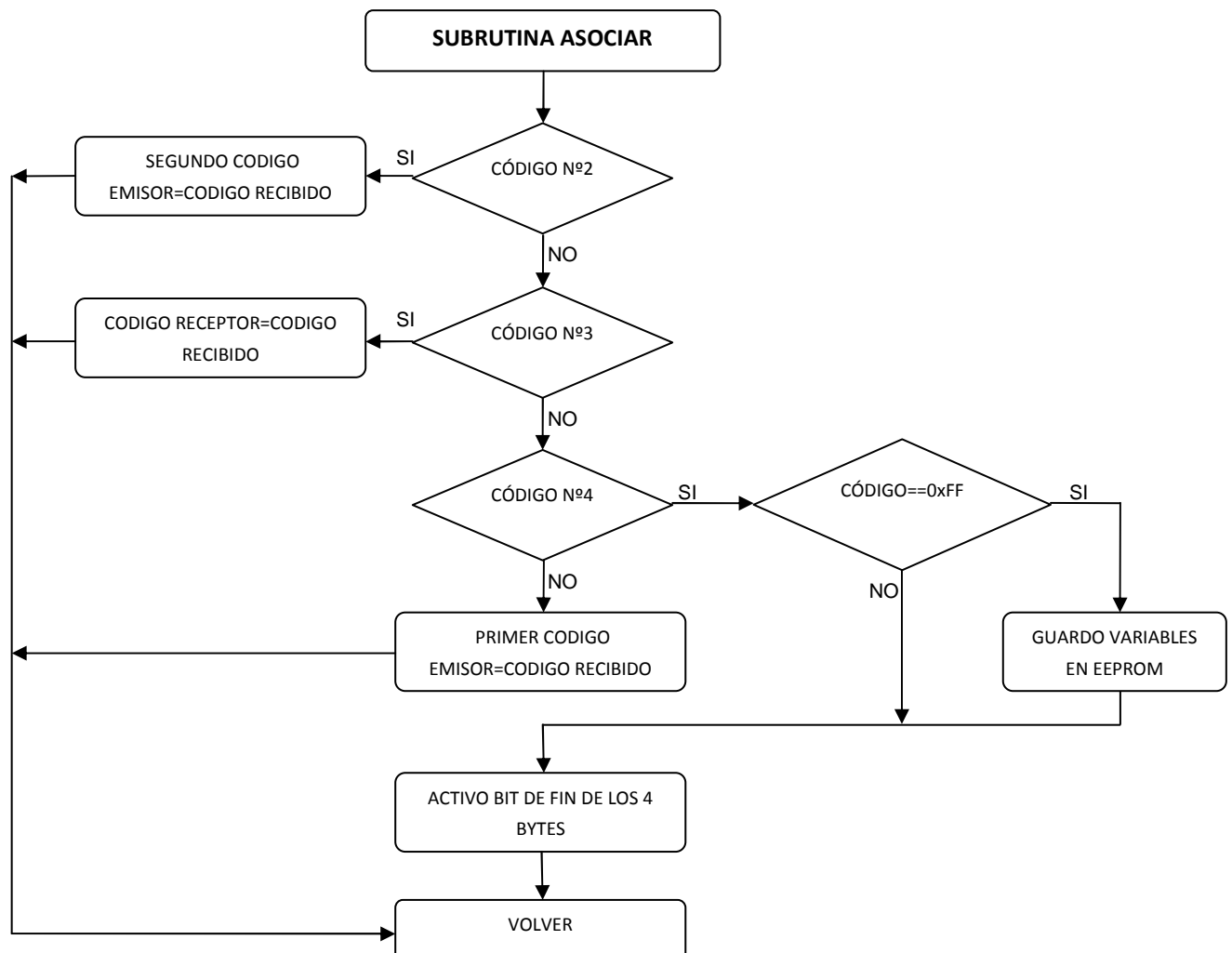


Fig. 4.30. Rutina detallada de asociación con el emisor

La subrutina NO_ASOCIAR detalla la recepción de los bytes en el modo normal de funcionamiento (Fig. 4.31):

- Los tres primeros bytes se validan comparándolos con los bytes guardados en memoria EEPROM. En caso de no coincidir alguno de ellos se activa el bit de fallo. Este bit se chequeará en la rutina principal.
- En caso de ser una transmisión válida, el cuarto byte se guarda en la variable 'codigo_ADC', que será utilizado en la rutina LUMINOSIDAD para determinar el nivel de intensidad de luz deseado.

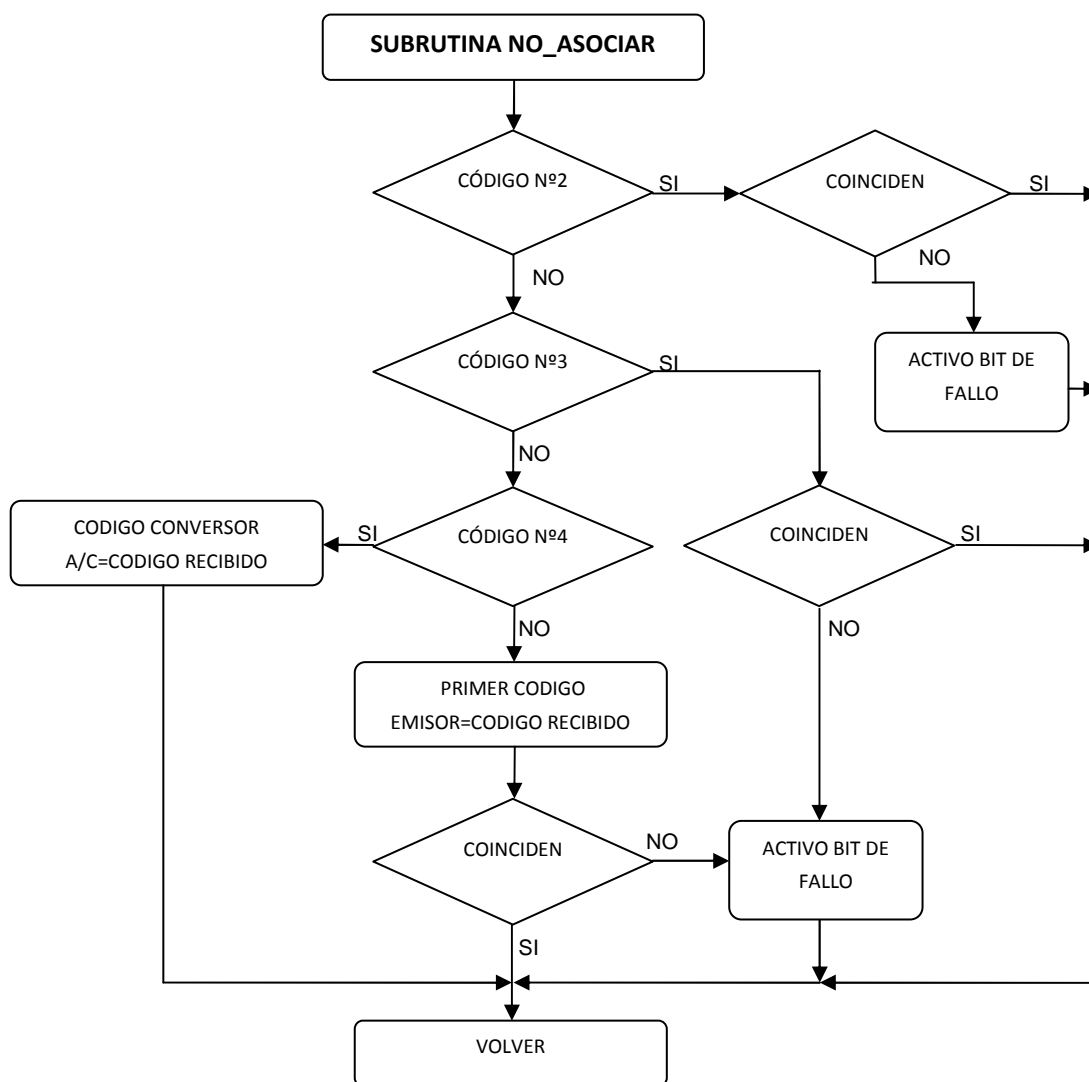


Fig. 4.31. Rutina de gestión del código en modo normal de funcionamiento

4.4.3.5. Subrutina de interrupción del timer 1

Para gestionar la interrupción del timer 1 se hace lo siguiente:

- Se activa el bit TMR1IE del registro PIE1, que habilita la interrupción del timer 1.
- Se activa el bit PEIE del registro INTCON, que habilita las interrupciones de los periféricos.
- Se activa el bit GIE del registro INTCON, que habilita todas las interrupciones.
- Al llegar el primer bit del código se activa la cuenta del timer 1 mediante el bit TMR1ON del registro T1CON.
- En caso de producirse una transmisión incompleta, el timer 1 se desborda y dispara su interrupción. Se resetea su flag de interrupción (TMR1IF) del registro PIR1.
- Se para registro de cuenta TMR1 (TMR1ON=0)
- Se activa un bit de control definido para indicar el fallo de la transmisión. Cuando se regresa de la interrupción, la rutina de recepción de código, que permanecía preguntando por la llegada de un bit y simultáneamente por el bit de fallo, regresa sin realizar ninguna acción.

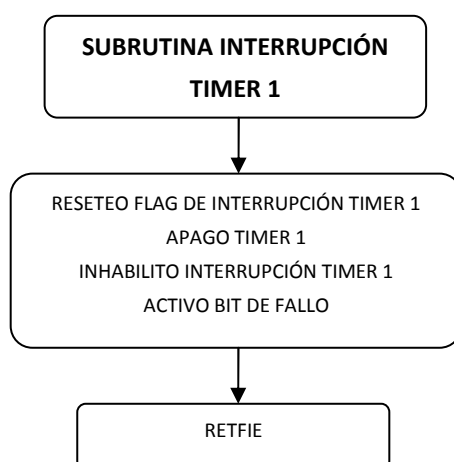


Fig. 4.32. Subrutina de interrupción del timer 1

4.4.3.6. Rutina de control del nivel de intensidad de luz

Una vez llega una transmisión válida en el modo normal de funcionamiento se salta a la rutina de LUMINOSIDAD. Esta rutina realiza las siguientes operaciones:

- Se determina en primer lugar el nivel de luminosidad en el que se encuentra el cuarto byte recibido, restando paulatinamente a los valores extremos de cada nivel (80, 160 y 255) el valor guardado en la variable 'codigo_ADC'.
- Identificado el nivel de intensidad de luz deseado, debe indicársele al microcontrolador esclavo mediante las salidas GP0 y GP1, siguiendo la combinación adecuada según la Tabla 4.4. Hecho esto, el microcontrolador maestro espera la respuesta de confirmación en su entrada GP4. Gracias a la señal de confirmación, ambos microcontroladores conocen en todo momento el estado de la bombilla.
- Tras esto, el microcontrolador esclavo enciende la bombilla y controla su nivel de luz mientras el microcontrolador maestro permanece a la espera de que llegue un código válido para apagarla.
- Con la bombilla encendida, en caso de recibir una transmisión para apagarla, los únicos bytes que importan son los tres primeros, ya que la única acción posible a partir de aquí es apagar la bombilla. Al gestionar el apagado de la bombilla dentro de la rutina LUMINOSIDAD se evita el riesgo de asociar el receptor a un nuevo emisor con la bombilla encendida. También permite la utilización de la entrada GP4 del microcontrolador maestro para dos funciones distintas. No obstante, para evitar problemas se ha incluido un botón de reset que reinicia el programa de los microcontroladores.
- Si la bombilla está encendida, una nueva transmisión válida hacia el mismo receptor apagará éste, es decir, no se puede variar el nivel de luminosidad posteriormente a tener la bombilla encendida con otro nivel.

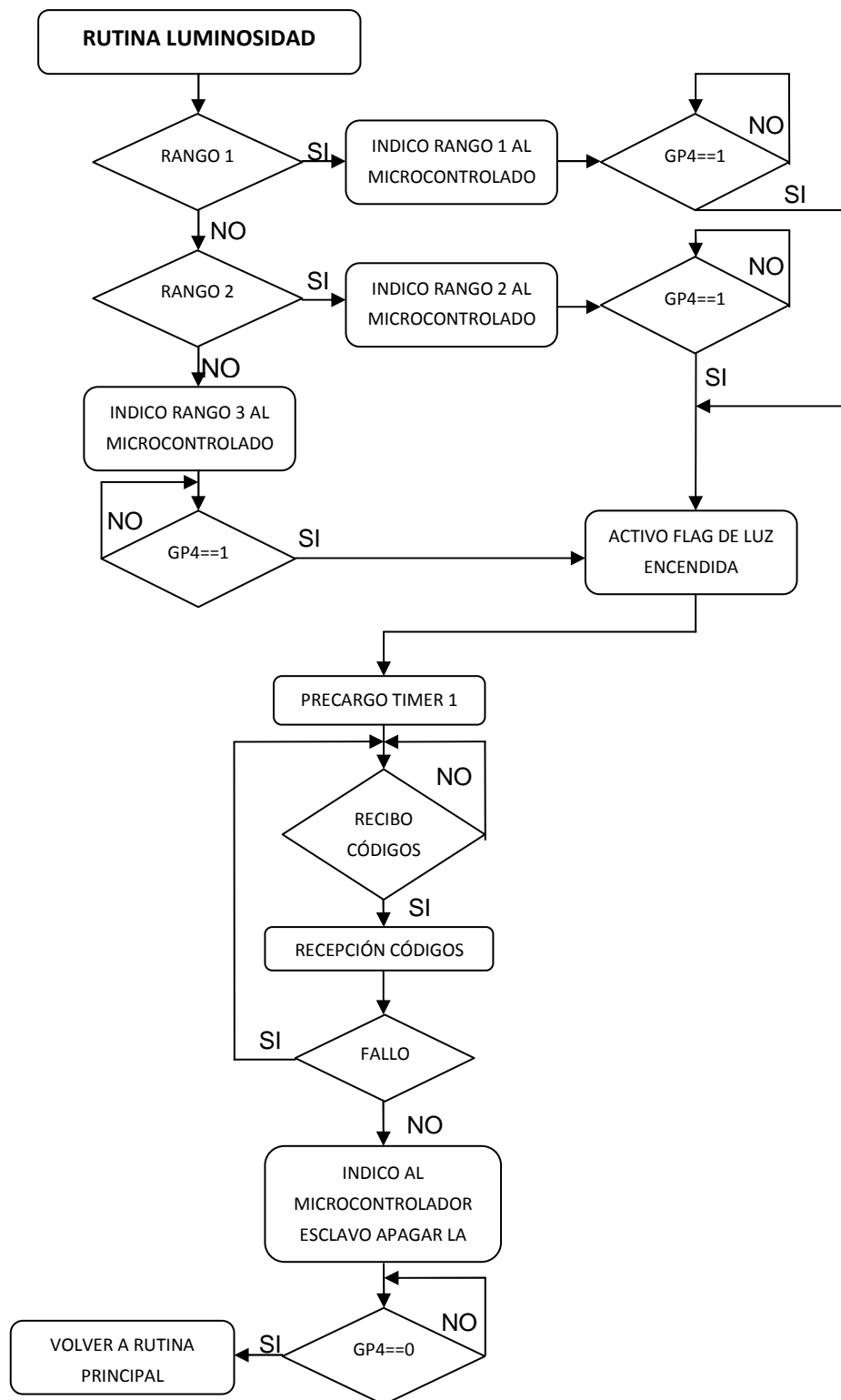


Fig. 4.33. Diagrama de flujo de la rutina de luminosidad.

4.4.3.7. Rutina principal del microcontrolador esclavo

En su rutina principal, el microcontrolador esclavo se encarga de (Fig. 4.34):

- Comprobar el nivel mediante el estado de sus patillas GP4 y GP5. En función de éste, si la bombilla está apagada la encenderá, cargando un determinado valor de cuenta en el registro TMR0 para generar la PWM que controla el nivel de intensidad. También indicará al microcontrolador maestro que ha recibido el código por medio de su salida GP0.
- Cuando la bombilla está encendida y se detecta un paso por cero, el timer 0 comienza a contabilizar el tiempo a nivel bajo de la PWM (Tabla 4.5). Este tiempo es el tiempo que permanece la bombilla apagada dentro del periodo de 10 ms que dura la señal rectificada de red. Finalizado el tiempo a nivel bajo, se activa la salida GP2 para encender la bombilla. Esta salida mantiene activado el bloque de disparo hasta el siguiente paso por cero. Simultáneamente se pregunta en la rutina por el estado de las patillas GP4 y GP5.
- Si la bombilla está encendida y las patillas GP4 y GP5 se hacen 0 es debido a que el microcontrolador maestro ha recibido una transmisión válida para que se apague la luz. En este caso, el microcontrolador esclavo apagará su salida GP2 en el siguiente paso por cero.

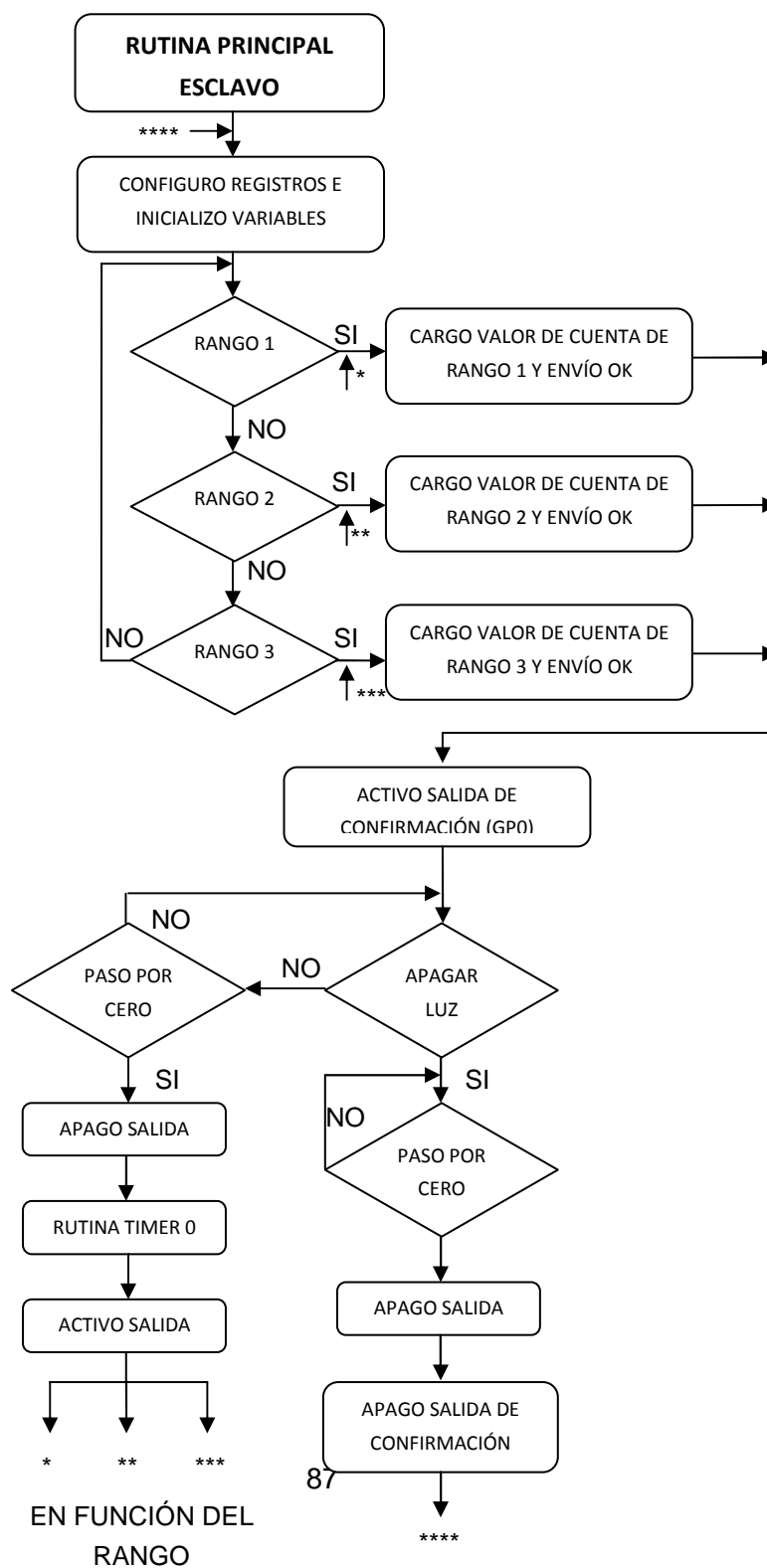


Fig. 4.34. Rutina principal del microcontrolador esclavo (PIC12F508).

El PIC12F508 utilizado como microcontrolador esclavo tiene únicamente un timer de 8 bits (timer 0), de funcionamiento idéntico al del PIC12F675, salvo que este microcontrolador no produce interrupción al desbordarse su timer. Debido a esto no se pueden calcular precargas para los diferentes tiempos de cuenta y esperar la interrupción. En su lugar, se resetea el registro TMR0 y se pregunta cuando llega al valor deseado.

Con un prescaler 1:16 y 63 incrementos de TMR0 se consigue temporizar 1 ms:

$$63 \text{ cuentas} \cdot 16 \text{ (prescaler)} = 1008 \mu\text{s} = 1 \text{ ms}$$

A través de una variable contador se consigue la cuenta de los milisegundos requeridos según el nivel (Tabla 4.5).

La elección del prescaler tiene dos objetivos:

- Sirve para ajustar el tiempo de cuenta que queremos lograr.
- Evitar fallos en el programa.

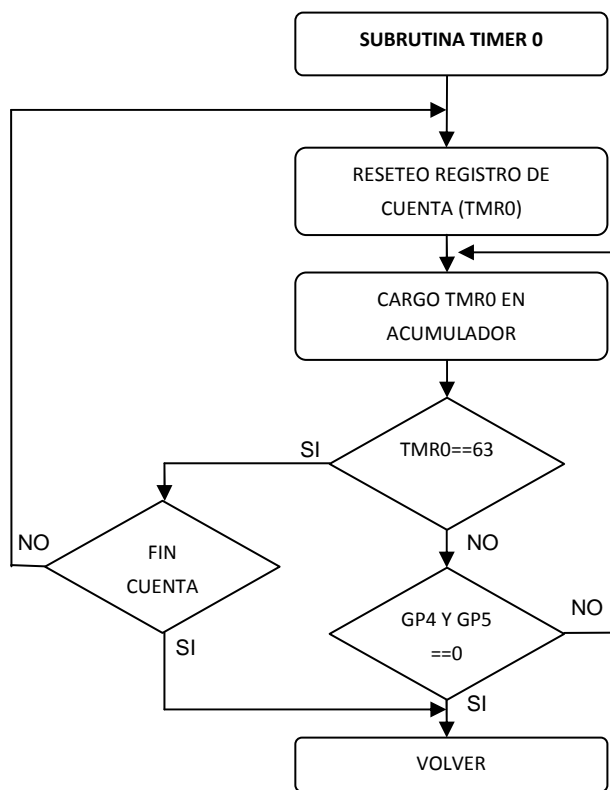


Fig. 4.35. Rutina del timer 0 para el microcontrolador esclavo (PIC12F508).

Debido a que el timer 0 del PIC12F508 no puede producir interrupción, y se incrementa constantemente sin posibilidad de pararlo durante la ejecución del programa, puede ocurrir que con un valor de prescaler pequeño, el registro TMR0 se incremente demasiado pronto, pasándose del valor al que queremos conseguir. Si, por ejemplo, se escoge un prescaler 1:2, el registro TMR0 se incrementa cada dos ciclos de instrucción, pudiendo rebasar fácilmente el valor de cuenta deseado (63d) antes de llegar a preguntar si se ha alcanzado dicho valor. Esto es debido a que se necesitan más de dos ciclos de instrucción para preguntar por el valor. La rutina de temporización entra entonces en un bucle infinito en la que nunca se alcanza el valor pretendido. El diseñador debe, por tanto, elegir un prescaler suficiente mente grande para evitar este problema.

4.4.4. Bloque de disparo.

El circuito de disparo (Fig. 4.36) dispone de un triac NXP BT137 como componente principal para controlar la corriente por la bombilla. Este dispositivo es a su vez controlado por un optotriac Sharp de la serie PC3SF11YVZ, que es a su vez controlado por el microcontrolador esclavo (PIC12F508) del circuito de control. La principal misión del optotriac es proporcionar aislamiento óptico entre el circuito de control (microcontrolador) y el de potencia (triac).

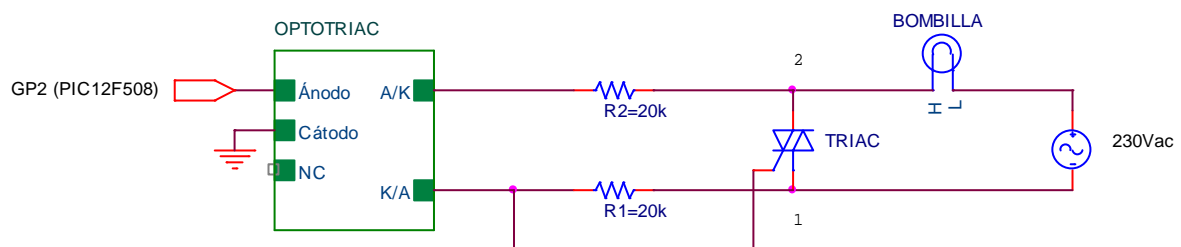


Fig. 4.36. Circuito de disparo del triac.

El triac funciona como un tiristor bidireccional con tres terminales. Esta característica le permite controlar el paso de corriente en ambos sentidos. El terminal de puerta (G) es el

terminal utilizado para provocar el disparo. El triac puede dispararse por corriente de puerta positiva o negativa (Fig. 4.37). El bloqueo se produce cuando la corriente baja por debajo del nivel de corriente de mantenimiento (I_H).

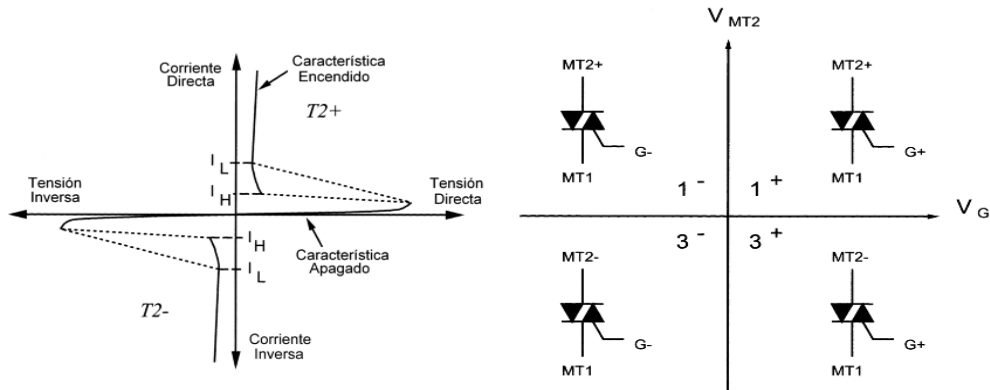


Fig. 4.37. Característica estática V-I del triac y cuadrantes de disparo del triac.

La corriente máxima en conducción del triac BT137 es de 8 A. Teniendo en cuenta que se ha utilizado una bombilla de 100 W, la corriente eficaz máxima por el triac sería de:

$$I_{f \text{ máx triac}} = \frac{100 \text{ W}}{230 \text{ V}} = 0,435 \text{ A}$$

Por otro lado, no debe sobrepasarse la corriente máxima de cebado del optotriac. Esta corriente es de 0,1 A, por lo que debe elegirse una resistencia para limitarla (R_1). En el laboratorio se han realizado pruebas con diferentes valores, eligiéndose finalmente una resistencia de 20 k Ω . La intensidad eficaz de puerta en el peor caso (sin tener en cuenta la tensión en conducción del optotriac) será:

$$I_{G, \text{ max}} = \frac{V_{\text{red, max}}}{R_1} = \frac{325 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 16,25 \text{ mA}$$

Esta corriente es menor que la corriente eficaz máxima en conducción (0,1 A) y mayor que la corriente mínima de disparo (<10 mA).

4.5. Resultados experimentales generados.

En la Fig. 4.38 y Fig. 4.39 pueden verse respectivamente los prototipos de emisor y receptor finalizados. Para el diseño del PCB se utilizó el programa gratuito DesignSpark de la empresa RS Components. Este software permite montar el circuito a partir de las extensas librerías de componentes que posee, y realizar un rutado automático de las

pistas. Además permite obtener una vista en tres dimensiones del diseño realizado para obtener una idea del resultado final.

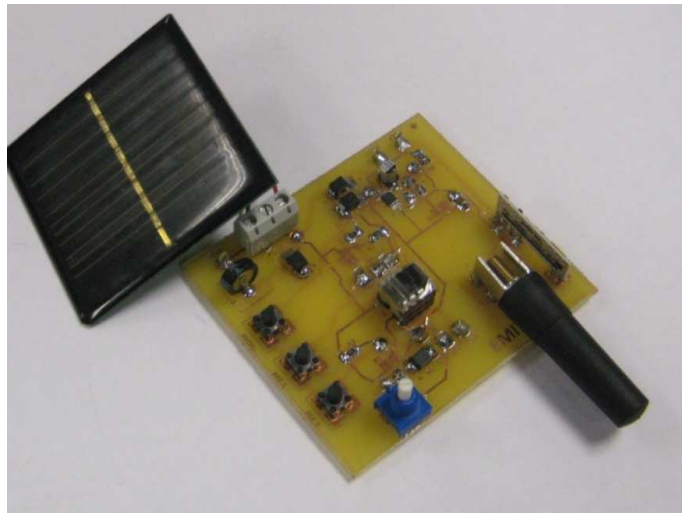


Fig. 4.38. Imagen del prototipo emisor.

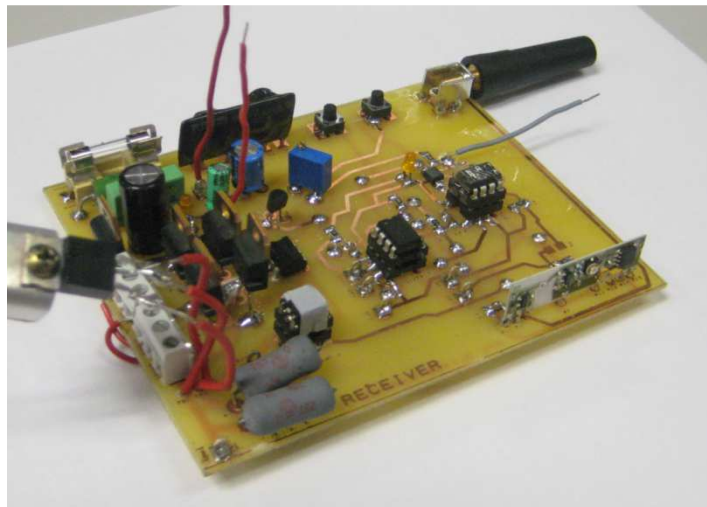


Fig. 4.39. Imagen del prototipo receptor.

Para simular los programas se utilizó el entorno de desarrollo MPLAB del fabricante Microchip, así como el entorno de simulación Proteus. Los programas fueron grabados con el programador PICKit2 (Microchip). Un factor a tener en cuenta antes de la programación consiste en que estos microcontroladores guardan en su última dirección de memoria de programa (1FFh para el PIC12F508 y 3FFh para el PIC12F675) el valor de calibración de su oscilador interno. Este valor (6 bits) viene grabado de fábrica y es necesario para ajustar la

frecuencia a su valor exacto de 4 MHz. Antes de proceder a grabar el programa es necesario proteger el código, activando el bit CP (code protection bit) de la palabra de configuración mediante su correspondiente fusible en la cabecera del programa. De esta forma, durante la grabación se borra toda la memoria de programa menos la última posición. En caso contrario se borra toda la memoria, perdiéndose el valor de calibración. Como el software grabador lee primero el valor del oscilador antes de grabar el programa, éste reportaría un error del valor cargado en el registro OSCCAL y se abortaría la grabación. Perder el valor de calibración supone inutilidad del circuito integrado.

En la Fig. 4.40 puede verse en azul oscuro el pulso de alimentación del microcontrolador emisor en el momento de apretar uno de los botones asignados a receptores. Esta señal indica el nivel de tensión del supercondensador durante la transmisión (3.4V). También se muestra el nivel de tensión leído por el canal del conversor analógico-digital en la patilla GP4 (azul claro) y el código transmitido (morado). Como se explicó en anteriores apartados, los códigos se leen al revés, siendo el bit más significativo de cada byte el que queda más a la derecha. Para el último byte transmitido (lectura del conversor A/D) será 00101001 (41d). Como es menor que 80d estaremos en el nivel 1 (50%) de luminosidad en caso de querer encender la bombilla. Los dos primeros bytes (código identificador del emisor) son 11111111 (FFh) y 11110000 (F0h) respectivamente. El byte identificativo del receptor generado aleatoriamente durante el modo asociación se corresponde con 11111010 (FAh).

Uno de los problemas identificados ha sido el elevado tiempo necesario para que el microcontrolador arranque. Como puede verse, desde la pulsación del botón hasta el comienzo de la transmisión transcurren casi 100 ms, lo que reduce la cantidad de energía disponible y el número de transmisiones que se pueden realizar.

Para identificar el problema se ha programado un pulso al comienzo del programa para descartar que sea un problema de programación. Así mismo se ha descartado la influencia del condensador de desacoplo y los diodos de bloqueo. El problema radica en la variación mínima de tensión que permite el microcontrolador en su patilla de alimentación (0,05 V/ms) para asegurar una tensión estable en el arranque. En este caso, para una tensión de 3,4 V se necesitaría un tiempo mínimo de 68 ms. Esto es debido a que el circuito de Power-on Reset mantiene al microcontrolador en estado de reset hasta que se alcanza una tensión de alimentación estable. Esto supone que el tiempo de arranque es unas tres veces superior al requerido para realizar todo el proceso de gestión y transmisión. Este problema, a diferencia del encoder del primer diseño, produce un consumo del circuito que merma el número total de transmisiones que se pueden realizar.

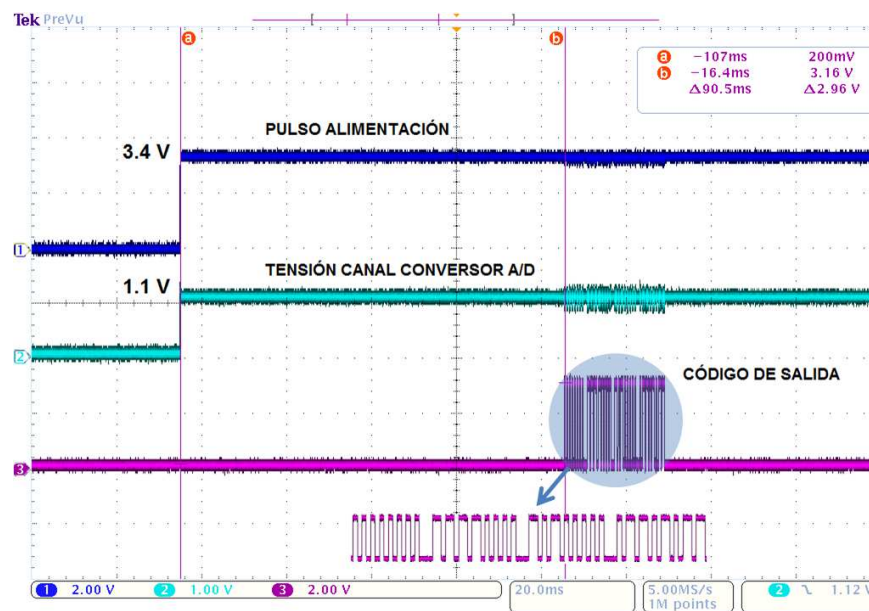


Fig. 4.40. Formas de onda para el sistema emisor (1).

Se consiguió realizar 5 transmisiones satisfactorias a 1 m de distancia con el supercondensador cargado a diferentes niveles de tensión. No se consiguió transmitir a más distancia ni a través de la fuente de laboratorio. No existe, por tanto, falta de potencia en la transmisión. El problema se achaca a la configuración de la antena y al diseño de la PCB.

La Fig. 4.41 muestra en azul oscuro el pulso en la salida GP5 del microcontrolador para activar la bomba de carga. La bomba de carga únicamente se activa antes de enviar los códigos para reducir el consumo. Previamente se espera a que la bomba de carga alcance un valor estable de tensión a su salida. En azul claro y morado se muestran la entrada y salida de la bomba de carga respectivamente. En este caso, la bomba de carga funciona en modo elevador, aplicando escalones de tensión hasta alcanzar el valor pretendido. Como puede verse, la tensión de salida se mantiene constante a 3,3 V con un rizado menor que la tensión de alimentación general gracias a un condensador de salida de 1 μ F. Los escalones en la tensión de entrada son provocados por la absorción y entrega de energía realizada por el condensador de la bomba de carga ente C+ y C- (C_{FLY}), que produce junto al condensador de salida (1 μ F) una larga cola de descarga una vez finaliza la transmisión.

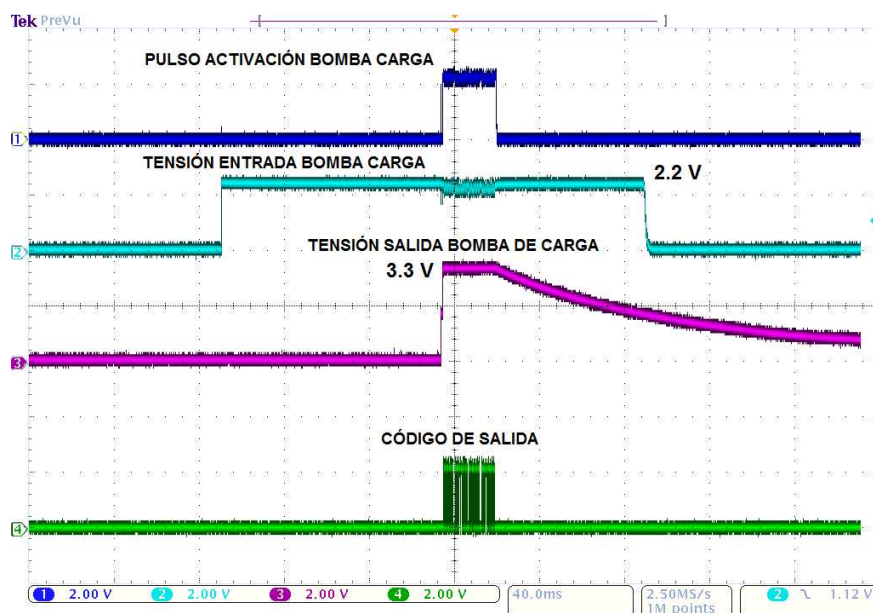


Fig. 4.41. Formas de onda para el sistema emisor (2).

En la Fig. 4.42 puede verse la bomba de carga funcionando en modo reductor ($V_{in}=4,5$ V). Como se ha dicho, la cola en la salida de la bomba de carga (morado) es debida a la descarga de los condensadores cuando cesa la alimentación.

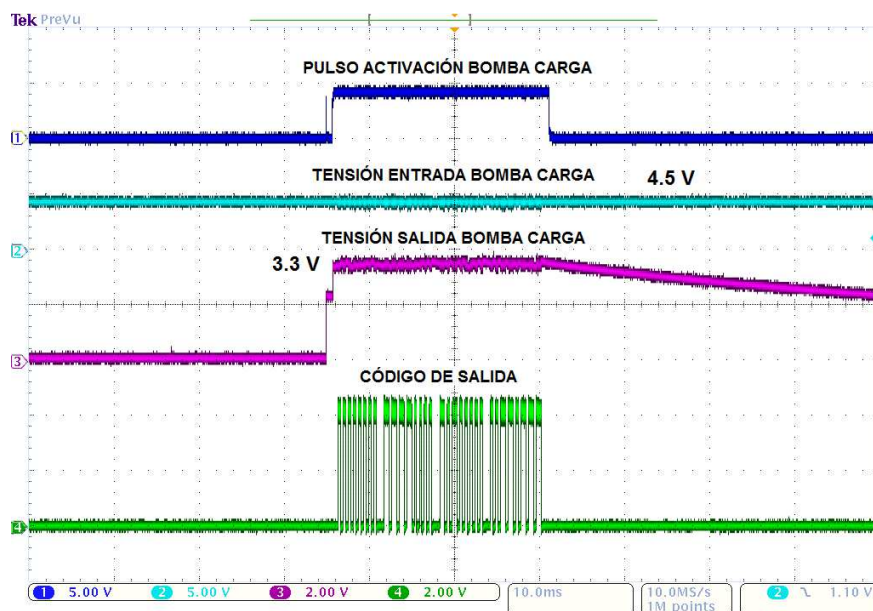


Fig. 4.42. Formas de onda para el sistema emisor (3).

Un valor grande del condensador de salida permite un menor rizado en la tensión (40 mVpp en este caso), teniendo el inconveniente de una mayor pérdida por energía no aprovechada durante transmisión (cola de descarga). Es por tanto un compromiso entre el nivel de rizado que se necesita y la energía disponible.

La Fig. 4.43 muestra mejor la caída en la tensión de entrada (azul oscuro) al enviar cada bit del código. También puede verse la inyección de corriente que demanda la bomba de carga para obtener la tensión de salida y en la transmisión.

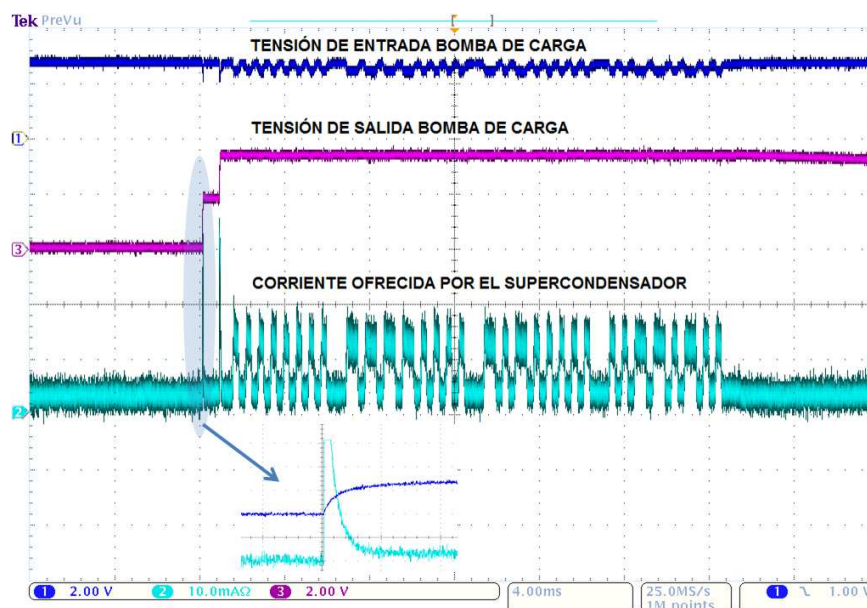
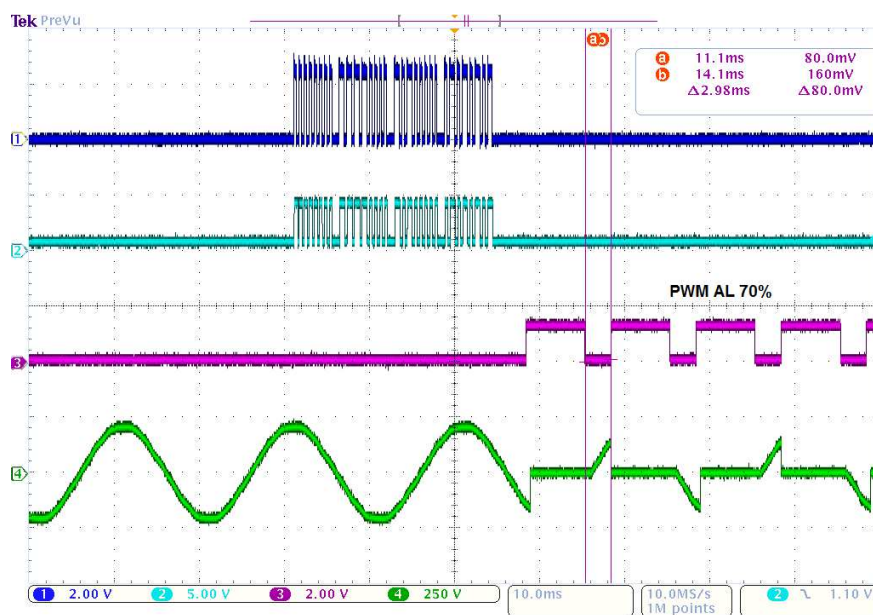
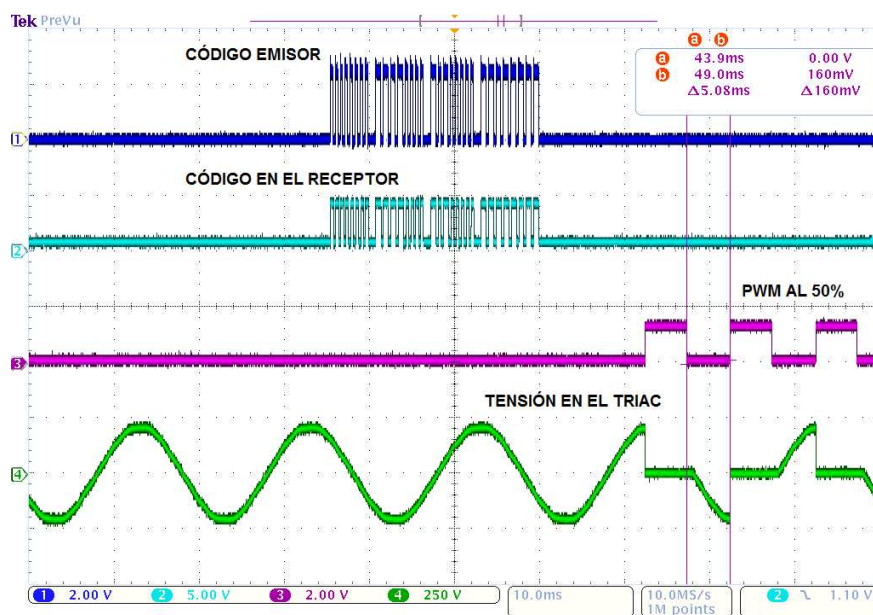


Fig. 4.43. Formas de onda para el sistema emisor (4).

En las tres figuras siguientes se muestran respectivamente los códigos de recepción y las ondas PWM asociadas al valor del último byte. También se muestra la tensión en los terminales del triac para cada PWM. La señal PWM de 50% (Fig. 4.44) se corresponde con el código 0d, la señal de 70% (Fig. 4.45) al código 85d y el 100% (Fig. 4.46) al código 209d. En las señales PWM del 50% y del 70% se ha medido el valor de cuenta del microcontrolador (5 ms y 3 ms respectivamente).

En la Fig. 4.46 puede observarse como el triac intenta apagarse cuando se producen los pasos por cero de la señal de red. Se dispara el triac con corriente positiva en el semiciclo positivo, y con corriente negativa en el semiciclo negativo. Se puede apreciar la diferencia de sensibilidad en el disparo.



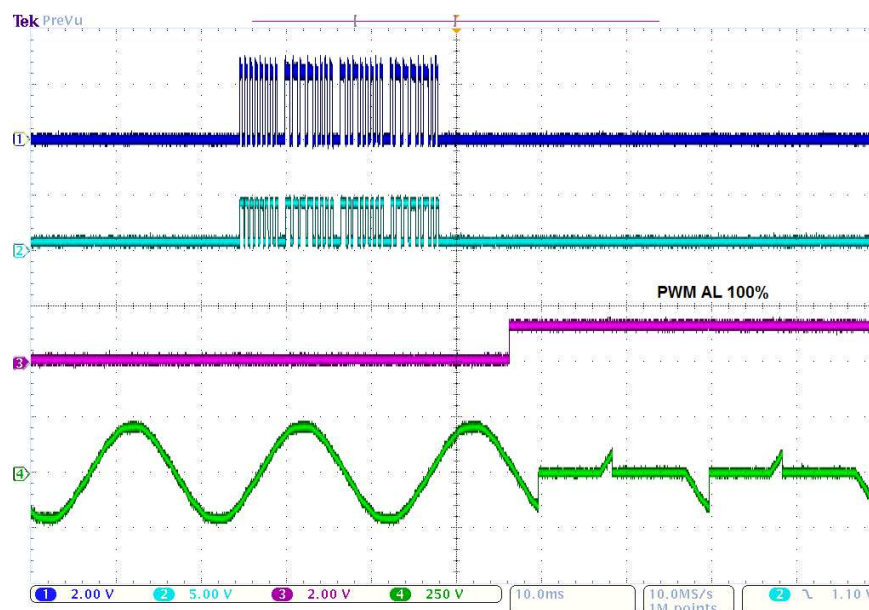


Fig. 4.46. Formas de onda para el sistema receptor (3).

En las Fig. 4.47 a Fig. 4.49 pueden verse las señales de control entre el microcontrolador maestro y el esclavo para los distintos niveles de luminosidad. Las señales de entrada al microcontrolador esclavo (GP4 y GP5) le indican la PWM a generar. El microcontrolador esclavo mantendrá su salida GP0 a nivel alto hasta la recepción de otro código válido.

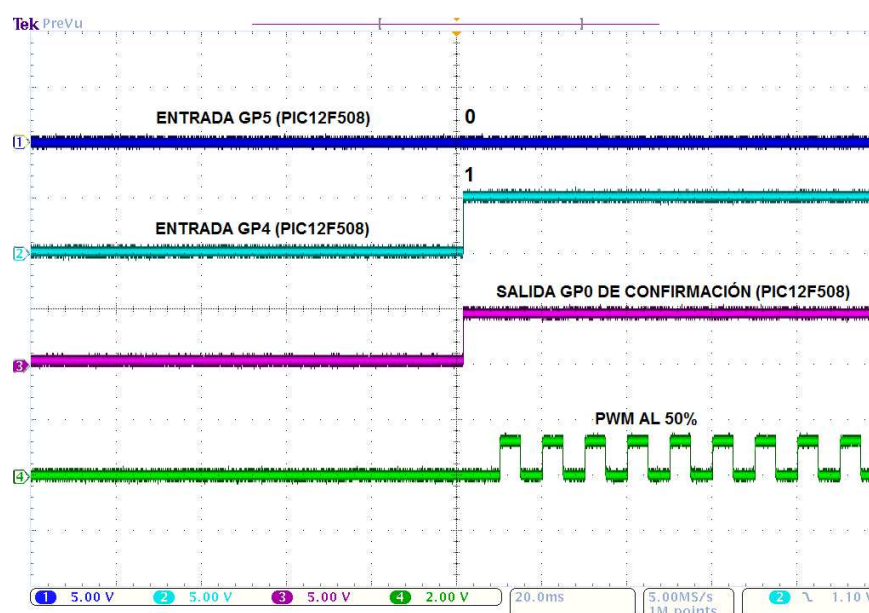


Fig. 4.47. Formas de onda para el sistema receptor (4).

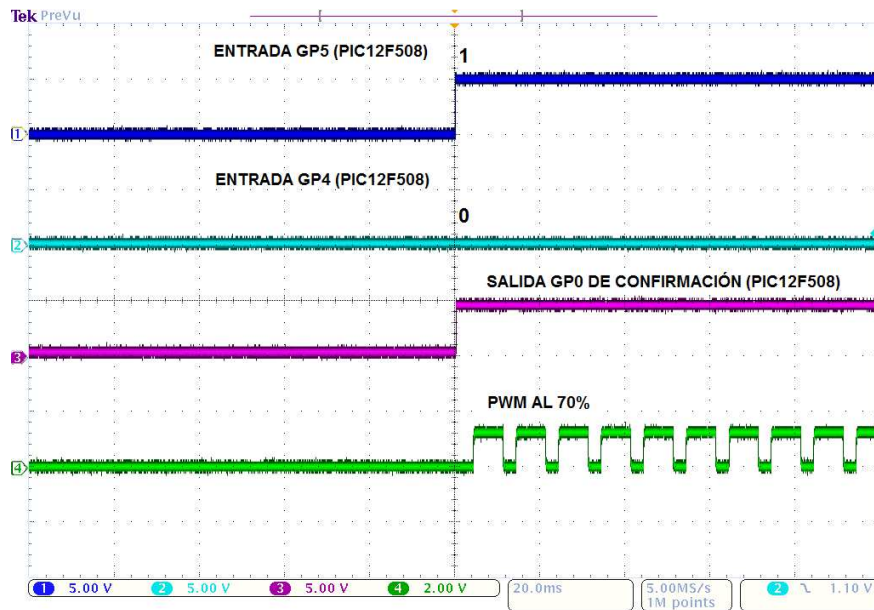


Fig. 4.48. Formas de onda para el sistema receptor (5).

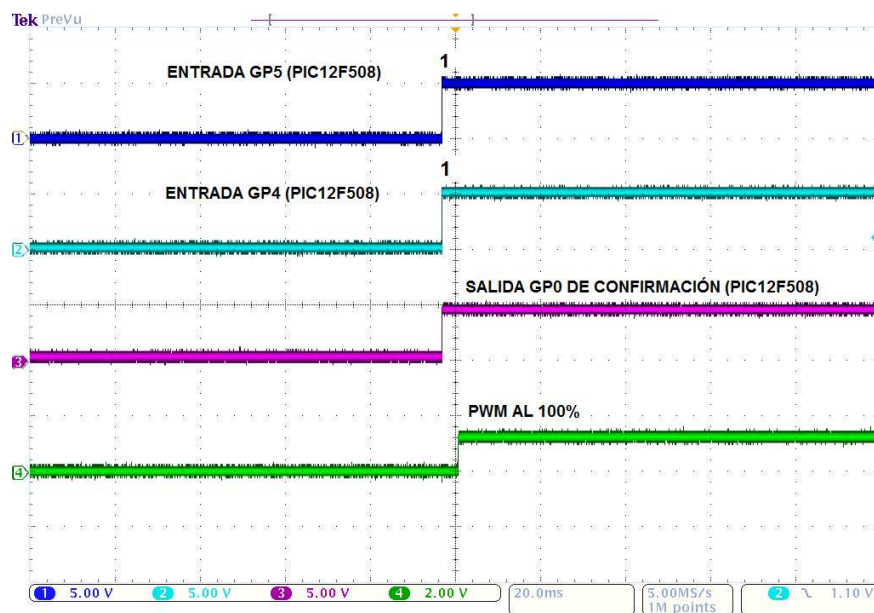


Fig. 4.49. Formas de onda para el sistema receptor (6).

En la Fig. 4.50 puede verse la señal PWM al 50% sincronizada con los pulsos de paso por cero. Posteriormente a la recepción del código se espera el siguiente paso por cero para temporizar, en este caso, 5 ms antes de activar la salida GP2.

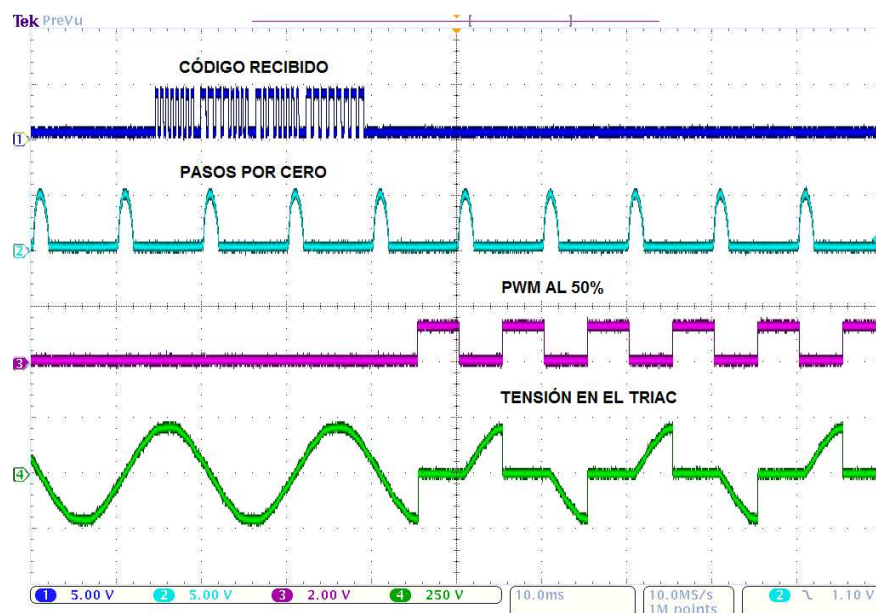


Fig. 4.50. Formas de onda para el sistema receptor (7).

En la Fig. 4.51 también se incluye un detalle de la corriente por la bombilla. Esta corriente está en fase con la tensión dado el carácter resistivo de la carga.

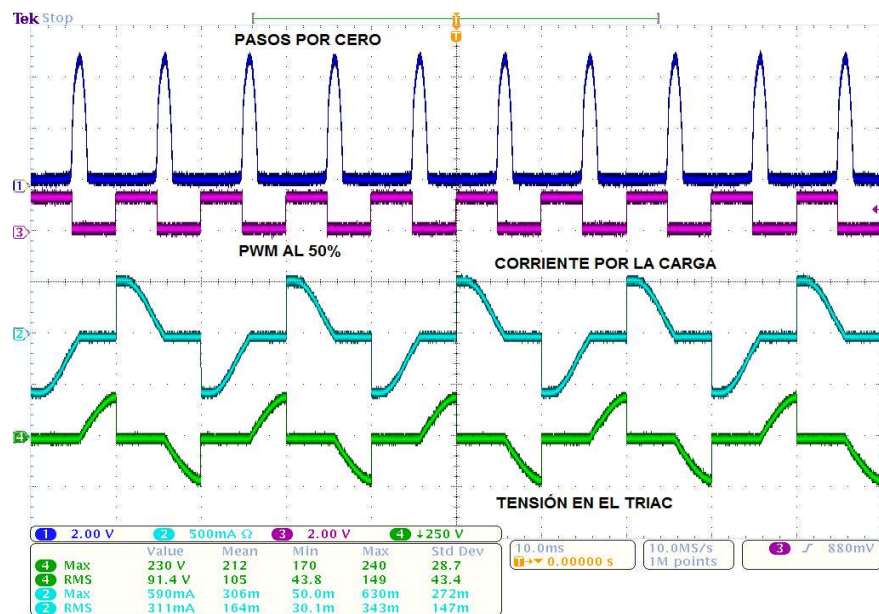


Fig. 4.51. Formas de onda para el sistema receptor (8).

Uno de los problemas encontrados durante las pruebas, que no ha podido solucionarse, ha sido la aparición de pulsos indeseados en la salida del módulo receptor durante el encendido de la bombilla. Tanto para la bombilla apagada como encendida, el módulo de radiofrecuencia es bastante sensible al ruido, observándose picos en su salida. Con la bombilla encendida, estos picos son periódicos, produciendo en el microcontrolador maestro un error continuado en la recepción del código. Esto provoca que éste no consiga apagar la bombilla cuando recibe la orden de apagar la bombilla. Cuando la bombilla está apagada no se producen estos picos periódicos, sino pequeños pulsos debidos al ruido ambiental, que la programación del microcontrolador ignora mediante la interrupción del timer 1. Como puede verse en la Fig. 4.52, con la bombilla encendida se obtiene un ruido radiado de la misma frecuencia que la red.

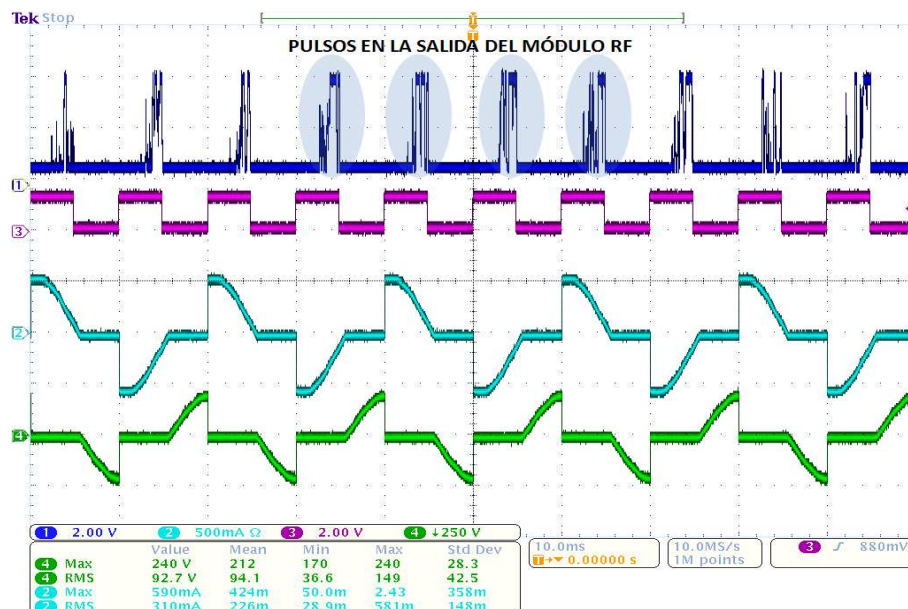


Fig. 4.52. Formas de onda para el sistema receptor (9).

Para abordar este sistema habría que diseñar una nueva placa con un plano de masa y un blindaje adecuado a las características de la aplicación. Indicar que con posterioridad a la fabricación y prueba del prototipo se encontró un nuevo documento con las especificaciones del plano de masa que debe rodear el módulo receptor RF (Fig. 4.53).

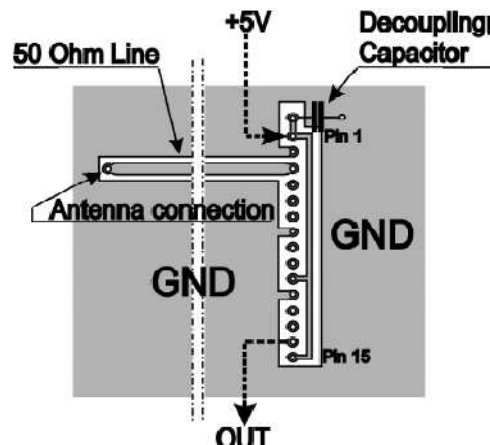


Fig. 4.53. Imagen del plano de masa especificado para el receptor.

Según estas especificaciones, el condensador de desacoplo debe tener un valor mínimo de 100 nF, conectado lo más cerca posible de la alimentación. La antena de látigo sugerida debe tener unos 16,5 cm de larga y aproximadamente 1 mm de diámetro. Su fijación debe hacerse adecuadamente, proponiéndose un radio de 50 mm para su conexión a la placa y una impedancia de 50 Ω entre la misma y la patilla de entrada al módulo. Esto es así debido a que la mayoría de circuitos de radiofrecuencia se diseñan para impedancias de salida de 50 Ω . Esta línea debe ser lo más corta posible para reducir la inductancia. En el lado opuesto de la placa bajo la línea de 50 Ω debe incluirse un plano de masa. Se debe mantener el módulo al menos 5 cm de otros componentes del circuito, particularmente de microprocesadores y sus circuitos de reloj. No deben fijarse componentes cerca de la línea de 50 Ω , manteniendo un mínimo de 5 cm de distancia. También se aconseja mantener unos 5 cm alrededor de la antena libre de componentes si la conexión de ésta a la placa es directa.



5. Conclusiones y trabajos futuros

5.1. Descripción del trabajo realizado

Al comienzo de este documento se han presentado aplicaciones comerciales que incorporan sistemas de recolección de energía renovable. Tomando estos sistemas como fuente de inspiración se han desarrollado dos aplicaciones diferentes basadas en radiofrecuencia y alimentadas a partir de un pequeño panel solar.

El primero de los sistemas desarrollados se basa en la activación inalámbrica con radiofrecuencia del timbre de una puerta. Las especificaciones iniciales perseguían un sistema completamente autónomo a partir de un sistema renovable que fuera capaz de proporcionar un mínimo de transmisiones al día.

El segundo sistema desarrollado es un control inalámbrico de luminarias en una casa o en un jardín también mediante radiofrecuencia. La aplicación del sistema de luminarias en un recinto cerrado está limitada por el tipo de placa solar que se utilice. En este caso se ha empleado una placa de silicio monocristalino, pensada para condiciones de luz directa (exteriores). La utilización más acertada de esta aplicación podría encontrarse en el control de las luces exteriores de un recinto.

5.2. Principales conclusiones

Para la aplicación de control de un timbre inalámbrico:

- Se ha diseñado y montado en protoboard los circuitos emisor y receptor del sistema.
- Se ha conseguido alimentar el circuito emisor a partir de un pequeño panel solar de 6 cm x 6 cm, almacenando la energía en un supercondensador de 0,1 F. Esta energía ha sido acondicionada mediante el circuito de potencia diseñado.
- Se ha conseguido realizar hasta 7 transmisiones a 10 metros a partir del supercondensador cargado a 3,3 V durante 20 minutos desde el panel solar.
- El nivel de iluminancia, medida con un luxómetro durante la carga, fue de 1780 lux.
- El supercondensador de 0,1 F se mostró suficiente para proporcionar la energía diaria necesaria.
- Durante la obtención de los resultados experimentales se han utilizado antenas helicoidales de 15 cm para el emisor y de 50 cm para el receptor.

Para la aplicación del control inalámbrico de luminarias:

- Se ha diseñado y fabricado en circuito impreso los circuitos emisor y receptor del sistema.
- Se ha conseguido transmitir a partir de la energía almacenada en un supercondensador de 0,1 F y acondicionada por el circuito de potencia diseñado. Dicha energía se ha obtenido de un pequeño panel solar de 6 cm x 6 cm.
- Se ha conseguido implementar todas las funcionalidades deseadas en los microcontroladores seleccionados, en concreto el encendido y apagado de dos luminarias independientes y el control de su intensidad luminosa.
- Se consiguieron realizar hasta 5 transmisiones válidas a 1 metro de distancia con las mismas condiciones de luz que con la primera aplicación. En ambas aplicaciones cabe destacar la gran sensibilidad al ruido del módulo receptor Aurel AC-RX2. Se ha conseguido, por tanto, el funcionamiento del circuito emisor sin llegar a cumplir el número mínimo de transmisiones deseadas.
- Durante la obtención de los resultados experimentales se han utilizado antenas helicoidales de 15 cm para el emisor y de 50 cm para el receptor.

5.3. Trabajos futuros

- Con la primera aplicación queda pendiente la construcción de un prototipo en PCB. Se necesita modificar el diseño del circuito receptor para que funcione con la red eléctrica.
- Se necesita mejorar la disposición de la antena para conseguir mayores distancias de transmisión y reducir la longitud de las mismas. A pesar de esto, los resultados son satisfactorios para poder iniciar la construcción del prototipo en PCB. Para un mayor número de transmisiones puede utilizarse un supercondensador de valor superior.
- Es necesario realizar en ambas aplicaciones las pruebas de funcionamiento en exteriores. De esta forma se podrá comprobar el comportamiento del supercondensador frente a las variaciones de temperatura, pérdidas de energía, etc.
- Para las pruebas en exteriores es necesario asegurar el aislamiento de los componentes para evitar la oxidación de los contactos y las pistas. Así mismo

es conveniente que el panel solar se encuentre separado físicamente del PCB para reducir el calor y la humedad en los componentes, dado que el panel se orienta al exterior, y por tanto absorberá buena parte del calor del sol en su superficie.

- En cuanto a la segunda aplicación, uno de sus puntos débiles es no permitir la posibilidad de acceder a la información contenida en el emisor para poder conocer el número de receptores asociados a éste. Se ha implementado así dado el ahorro de energía conseguido y el reducido número de pines disponibles del microcontrolador elegido. En caso de querer ampliar las prestaciones del control de luminarias sería necesario elegir nuevos microcontroladores.
- Si se desea modificar el nivel de luz cuando la bombilla está ya encendida, es necesario elegir un nuevo microcontrolador y diseñar una nueva estrategia de control. Así mismo, sería posible incluir más niveles de luz.
- Al igual que en la primera aplicación, queda pendiente un estudio pormenorizado del diseño de la antena para reducir su tamaño sin perder prestaciones en cuanto a distancia y efectividad en la transmisión.
- Es necesario modificar el diseño emisor para conseguir una carga rápida del microcontrolador, que evite perder más de 30 ms desde la activación del pulsador hasta que se consigue la estabilización de la tensión de alimentación.
- Uno de los problemas más notables de la segunda aplicación es la producción de ruido radiado en la salida del módulo de radiofrecuencia del circuito receptor cuando la bombilla está encendida en los niveles del 50% y del 70%. No así en el caso del 100%. Este ruido está relacionado con la conmutación del triac. Queda pendiente la eliminación de este problema.
- La falta de plano de masa rodeando el módulo RF incrementa la influencia de perturbaciones radiadas del circuito y externas. Este ruido produce pulsos aleatorios de 5 V en la entrada del microcontrolador maestro, provocando fallos en la recepción. Hace falta, por tanto, modificar el diseño del PCB y la disposición de los componentes en él. Se ha de incluir un plano de masa suficiente alrededor del módulo RF y la antena que reduzca las impedancias parásitas, siguiendo las indicaciones de la Fig. 4.53.



6. Presupuesto.

El presupuesto para ambos sistemas consta de dos partes: una para los componentes utilizados en el diseño y otra para los servicios de ingeniería. Ésta última incluye los costes del diseño, búsqueda de componentes, montaje y prueba de los circuitos.

6.1. Presupuesto sistema de timbre inalámbrico.

PRESUPUESTO COMPONENTES (EMISOR)			
Componente	Precio/ud (€)	Cantidad	Precio total (€)
Panel solar	5	1	5
Pulsador	1	3	3
Diodo Schottky STM STPS1L30U	0,3	1	0,30
Regulador MAX666	4,66	1	4,66
Encoder Holtek 6014	1,69	1	1,69
Transmisor RF Aurel	6,17	1	6,17
Antena RF 433 MHz	5,29	1	5,29
Soporte antenna RF	1,21	1	1,21
Otros*			2
PRECIO BASE			24,85 €
IVA (18%)			4,47 €
TOTAL			29,32 €

* precio estimado

Tabla 6.1. Presupuesto para los componentes del circuito emisor.

PRESUPUESTO COMPONENTES (RECEPTOR)			
Componente	Precio/ud (€)	Cantidad	Precio total (€)
Decoder Holtek 6034	1,73	1	1,73
Microcontrolador PIC 12F508	0,73	1	0,73
Módulo receptor Aurel AC-RX2	5,05	1	5,05
Antena RF 433 MHz	5,29		5,29
Soporte antena RF SOLUTIONS - SCRTM4RA	1,21	1	1,21
Fototriac Sharp pc3sf11yvz	1,22	1	1,22
Triac NXP BT137	0,6	1	0,60
Otros*			3
PRECIO BASE			15,96 €
IVA (18%)			2,87 €

TOTAL	18,83 €
--------------	----------------

* precio estimado

Tabla 6.2. Presupuesto para los componentes del circuito receptor.

El precio del panel solar se ha estimado al existir una oferta muy variada. También se ha estimado el precio de componentes generales, como resistencias y condensadores.

PRESUPUESTO INGENIERÍA	
Precio hora trabajada (€/h)	40
Número de horas (8 h/día, 5 días laborables/semana, 2 meses)	320
PRECIO BASE	12800 €
IVA (18%)	2304 €
TOTAL	15104 €

Tabla 6.3. Presupuesto del servicio de ingeniería.

PRESUPUESTO TIMBRE INALÁMBRICO	
Componentes del sistema emisor	24,85
Componentes del sistema receptor	15,96
Ingeniería	12800
PRECIO BASE	12840,81 €
IVA (18%)	2311,34 €
TOTAL	15152,15 €

Tabla 6.4. Presupuesto final del sistema del timbre inalámbrico.

6.2. Presupuesto sistema de control inalámbrico de luminarias.

PRESUPUESTO COMPONENTES (EMISOR)			
Componente	Precio/ud (€)	Cantidad	Precio total (€)
Panel solar	5	1	5
Pulsador	1	3	3
Microcontrolador PIC12F675	1,58	1	1,58
Diodo Schottky STM STPS1L30U	0,30	4	1,20
Condensador SD,0.1F 5.5V vertical	1,79	1	1,79
Bomba de carga MCP1252-33X50I/MS	1,662	1	1,662

Potenciómetro 1K	2,12	1	2,12
Transmisor RF Aurel	6,17	1	6,17
Antena RF 433 MHz	5,29	1	5,29
Soporte antena RF SOLUTIONS	1,21	1	1,21
Otros*			2
PRECIO BASE			26,27 €
IVA (18%)			4,73 €
TOTAL			31 €

* precio estimado

Tabla 6.5. Presupuesto para los componentes del circuito emisor.

PRESUPUESTO COMPONENTES (RECEPTOR)			
Componente	Precio/ud (€)	Cantidad	Precio total (€)
Pulsador	1	2	2
Fusible 0.5 A	0,4	1	0,4
Portafusible	1,2	1	1,2
Microcontrolador PIC 12F508	0,73	1	0,73
Microcontrolador PIC12F675	1,58	1	1,58
Diodo Schottky STM STPS1L30U	0,30	1	0,30
AC/DC Converter Non-Isol. 12V 100mA	5,89	1	5,89
Diodo	1,7	4	6,8
Optoacoplador Vishay 4n37	0,37	1	0,37
Módulo receptor Aurel AC-RX2	5,05	1	5,05
Antena RF 433 MHz	5,29		5,29
Soporte antena RF SCRTM4RA	1,21	1	1,21
Fototriac Sharp pc3sf11yvz	1,22	1	1,22
Triac NXP BT137	0,6	1	0,6
Diodo LED	0,5	2	1
Otros*			3
PRECIO BASE			31,36 €
IVA (18%)			5,64 €
TOTAL			37 €

* precio estimado

Tabla 6.6. Presupuesto para los componentes del circuito receptor.

PRESUPUESTO INGENIERÍA	
Precio hora trabajada (€/h)	40
Número de horas (8 h/día, 5 días laborables/semana, 4 meses)	640
PRECIO BASE	25600 €
IVA (18%)	4608 €
TOTAL	30208 €

Tabla 6.7. Presupuesto del servicio de ingeniería.

PRESUPUESTO CONTROL LUMINARIAS	
Componentes del sistema emisor	26,27
Componentes del sistema receptor	31,36
Ingeniería	25600
PRECIO BASE	25657,63 €
IVA (18%)	4618,37 €
TOTAL	30276 €

Tabla 6.8. Presupuesto final del sistema inalámbrico de luminarias.

7. Referencias.

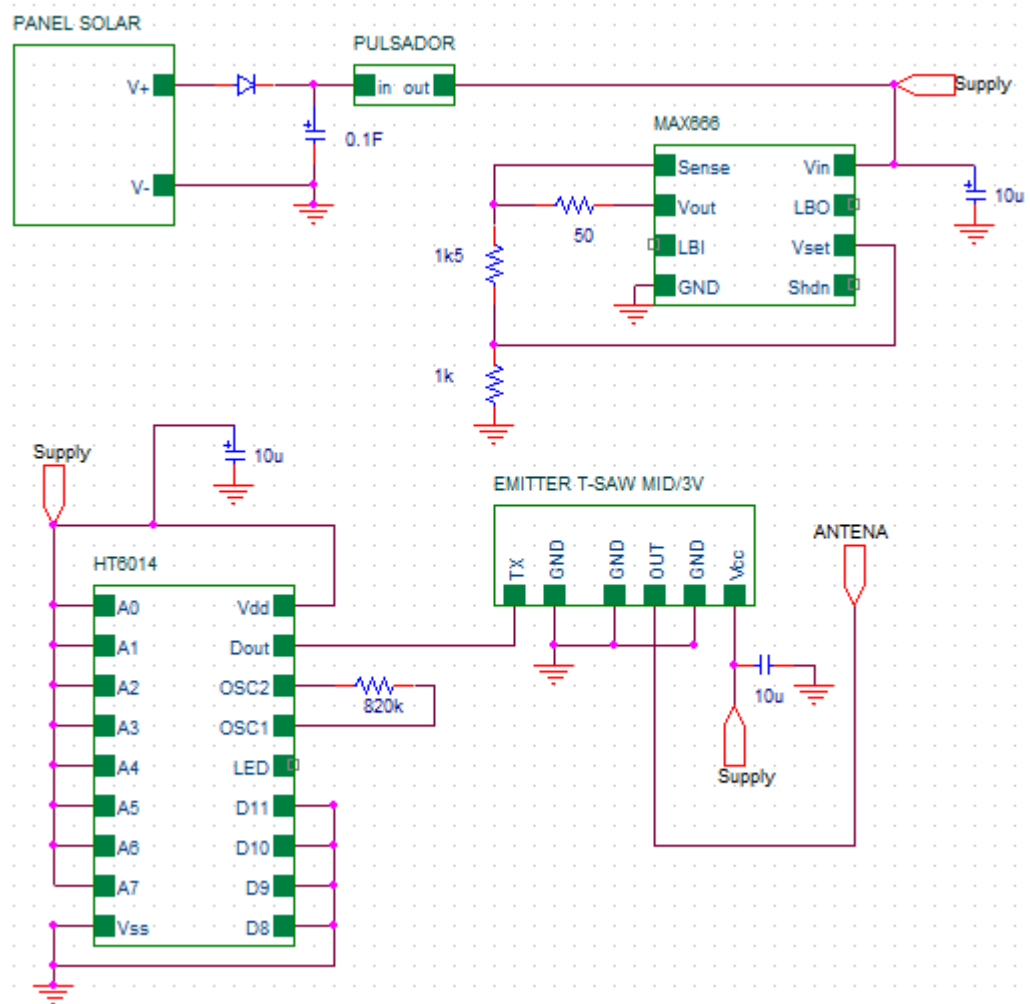
- [1] Proyecto fin de carrera “Estado de la Técnica en Microgeneración”. Oliver Garrido, Andrés Barrado. Universidad Carlos III de Madrid.
- [2] White Paper: Energy Harvesting. ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers. Murugavel Raju, MCU Strategic Marketing, Texas Instruments.
- [3] ECO200 energy harvester EnOcean datasheet.
- [4] Página oficial de la empresa FerroSolutions: <http://www.ferrosi.com/products.html>
- [5] Low-cost ultra-low-voltage DC/DC converter for powering battery-less EnOcean radio modules by thermal energy (ECT310 Perpetuum).
- [6] Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics. Joseph A. Paradiso. MIT. Thad Starner. Georgia Institute of Technology.
- [7] ECS310 solar cell datasheet.
- [8] Página de modelos GPS alimentados con energía solar de la empresa Telemetry Solutions: <http://www.telemetrysolutions.com/solar-power.php>.
- [9] Millimeter-Scale Nearly Perpetual Sensor System with Stacked Battery and Solar Cells. Gregory Chen, Matthew Fojtik, DaeyeonKim, David Fick, JunsunPark, MingooSeok, Mao-TerChen, ZhiyoongFoo, Dennis Sylvester, David Blaauw. Electrical Engineering & Computer Science Department. The University of Michigan, Ann Arbor.
- [10] Noticiero de la Universidad de Michigan: <http://ns.umich.edu/new/releases/7520>
- [11] Página de Texas Instruments dedicada a su herramienta de desarrollo para recolección de energía solar: <http://www.ti.com/tool/ez430-rf2500-seh>
- [12] Página de la empresa Electrobock: <http://www.elektrobock.cz/en/solar-wireless-doorbell/product.html?id=189>



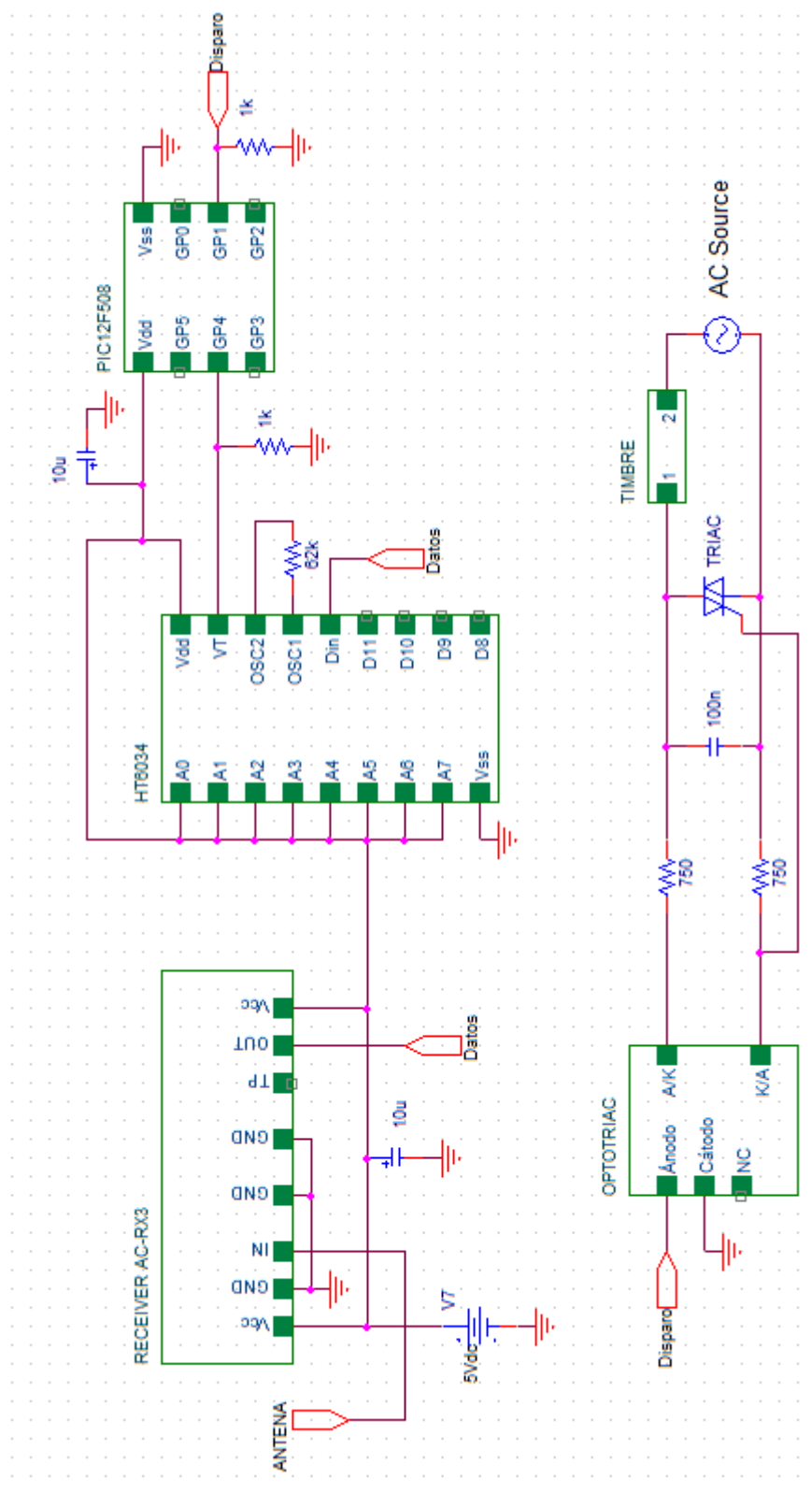
Anexos.

Anexo 1: Esquemas eléctricos y lista de componentes.

APLICACIÓN 1: EMISOR



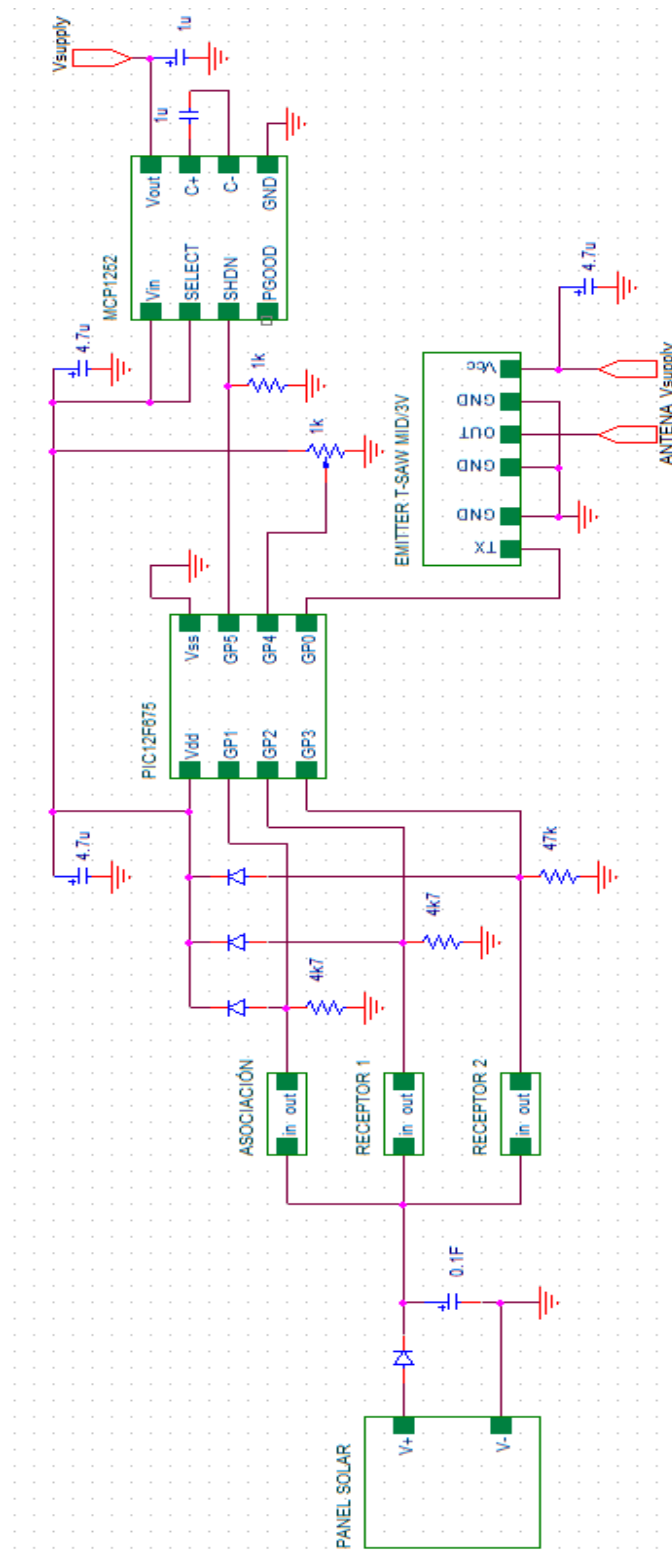
APLICACIÓN 1: RECEPTOR



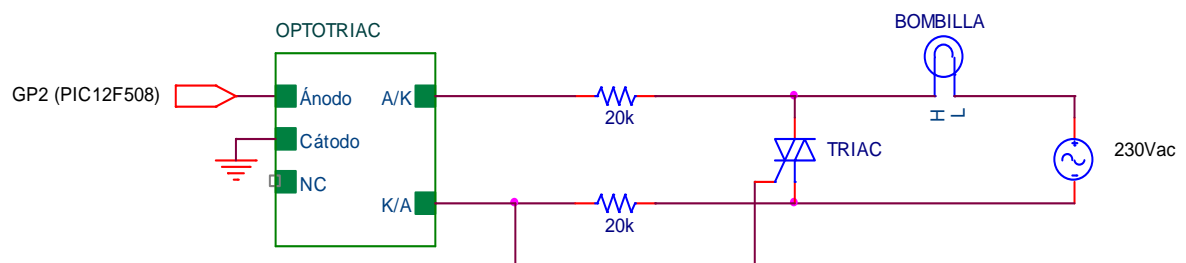
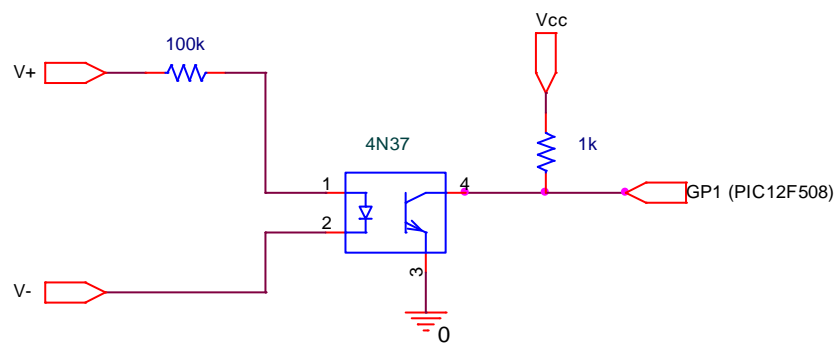
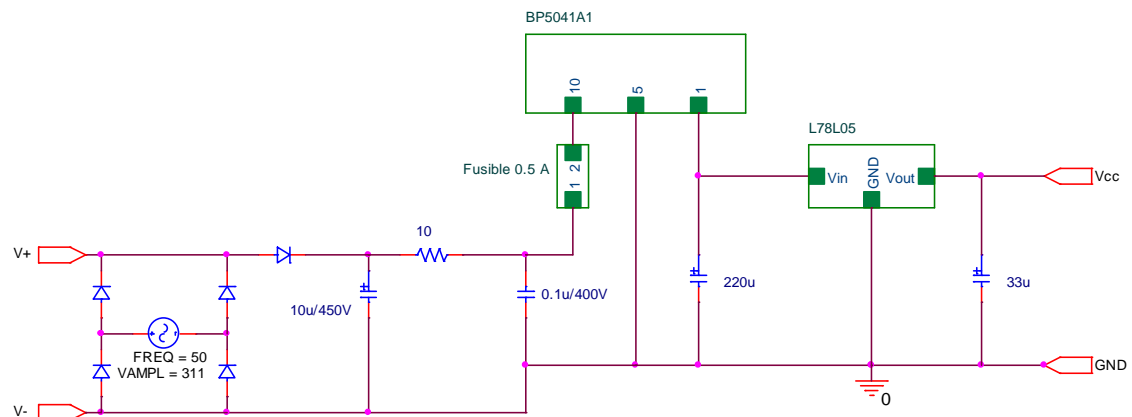
LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS (EMISOR)
PANEL SOLAR 6 X 6 cm
DIODO SCHOTTKY Vishay 10BQ015TRPBF
SUPERCONDENSADOR 0,1 F/5,5 V
PULSADOR Multimec 3FTL6
CONDENSADOR 10 μ F, 25 V X 3
CONDENSADOR SMD 10 μ F, 10 V
RESISTENCIA 50 Ω , $\frac{1}{4}$ W
RESISTENCIA 1k5 Ω , $\frac{1}{4}$ W
RESISTENCIA 1k Ω , $\frac{1}{4}$ W
RESISTENCIA 820 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
REGULADOR LINEAL MAX666
ENCODER Holtek HT6014
MÓDULO TRANSMISOR Aurel T-SAW MID 3V
ANTENA HELICOIDAL 15 cm

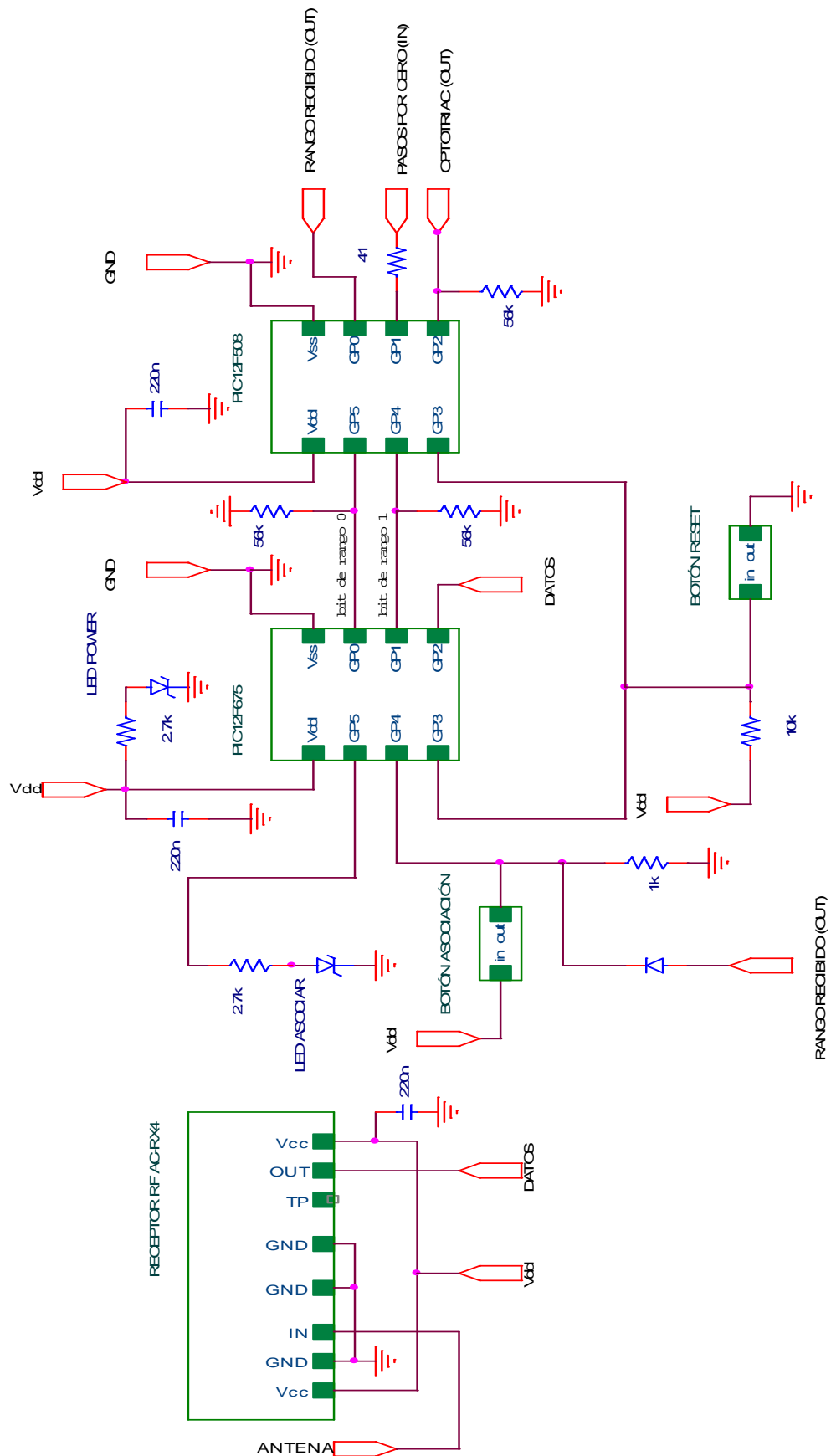
LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS (RECEPTOR)
MÓDULO RECEPTOR Aurel AC-RX3
DECODER Holtek HT6034
MICROCONTROLADOR Microchip PIC12F508
OPTOTRIAC Sharp S2S5
TRIAC Philips BT137
CONDENSADOR 100 nF, 10 V
CONDENSADOR 10 μ F, 25 V X 2
RESISTENCIA 750 Ω , $\frac{1}{4}$ W x 2
RESISTENCIA 1 k Ω , $\frac{1}{4}$ W x 2
RESISTENCIA 62 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
ALTAVOZ 16 Ω /2 W
ANTENA HELICOIDAL 50 cm

APLICACIÓN 2: EMISOR



APLICACIÓN 2: RECEPTOR





LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS (EMISOR)
PANEL SOLAR 6 X 6 cm
DIODO SCHOTTKY ST G23Z008 x 4
SUPERCONDENSADOR 0,1 F/5,5 V
PULSADOR Multimec 3FTL6 x 3
CONDENSADOR 4,7 μ F, 25 V X 3
CONDENSADOR SMD 1 μ F, 10 V
CONDENSADOR 1 μ F, 25 V
RESISTENCIA 4,7 k Ω , $\frac{1}{4}$ W x 2
RESISTENCIA 47 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
POTENCIÓMETRO 1k Ω , 500 mW
RESISTENCIA 1k Ω , $\frac{1}{4}$ W
BOMBA DE CARGA Microchip MCP1252
MICROCONTROLADOR Microchip PIC12F675
MÓDULO TRANSMISOR Aurel T-SAW MID 3V
ANTENA HELICOIDAL 15 cm

LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS (RECEPTOR)
DIODO RECTIFICADOR ST STTAB12D x 5
DIODO SCHOTTKY ST G23Z008
SUPERCONDENSADOR 0,1 F/5,5 V
CONDENSADOR 10 μ F/450 V
CONDENSADOR 0,1 μ F/400 V
CONDENSADOR 220 μ F, 63 V
CONDENSADOR 33 μ F, 25 V
CONDENSADOR 220 nF, 25 V x 2
RESISTENCIA 10 Ω , $\frac{1}{4}$ W
RESISTENCIA 1 k Ω , $\frac{1}{4}$ W x 2
RESISTENCIA 20 k Ω , $\frac{1}{4}$ W x 2
RESISTENCIA 27 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
RESISTENCIA 10 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
RESISTENCIA 41 Ω , $\frac{1}{4}$ W
RESISTENCIA 2,7 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
MICROCONTROLADOR Microchip PIC12F675
MICROCONTROLADOR Microchip PIC12F508
PULSADOR Multimec 3FTL6 x 2
FUSIBLE 0,5 A
PORTAFUSIBLES Schurter 20 x 5 mm
MÓDULO RECEPTOR Aurel AC-RX4
ANTENA HELICOIDAL 50 cm
REGULADOR L78L05
CONVERTIDOR CC-CC Rohm BP5041A1
OPTOTRIAC Sharp PC3SF11YVZ
OPTOACOPLADOR Vishay 4N37
TRIAC Philips BT137
LED x 2 Vishay TLDR4400
BOMBILLA 230 V, 100 W



Anexo 2: Programa receptor (control del timbre).

```
list    p=12F508      ; list directive to define processor
#include <p12F508.inc> ; processor specific variable definitions

__CONFIG _MCLRE_OFF & _CP_ON & _WDT_OFF & _IntRC_OSC

; Defino variables
CBLOCK 0x07
contador          ; Variable para contar 2,5 segundos
ENDC
,*****
ORG 0x1FF          ; Vector de reset
ORG 0x000
movwf OSCCAL
; Comienzo del programa
start
movlw b'111101'    ; Todo entradas menos GP1.
tris GPIO
movlw b'11010111'  ; Prescaler 1:256 para el TMR0
option
movlw 0x27         ; Cuento 39 veces 64ms = 2500 ms = 2,5 s
movwf contador
bcf GPIO,1         ; Apago el timbre.
salto
btfss GPIO,4       ; Se ha pulsado la tecla del pulsador?.
goto salto
bsf GPIO,1         ; Enciendo el timbre.
call espera
; Realizo la temporización
bcf GPIO,1         ; Apago el timbre.
final
btfsc GPIO,4
goto final
goto salto
; Rutina del timer 0
espera
clrf TMR0          ; Inicio timer 0
salto1
movf TMR0,w
xorlw .250
btfss STATUS,Z
goto salto1
decfsz contador,1  ; Cuento 250x256=64 ms 39 veces hasta que contador=0
goto espera
movlw 0x27         ; Recargo contador antes de volver
movwf contador
retlw 0x00

END
```



Anexo 3: Programa emisor (control de luminarias).

```
list    p=12F675      ; list directive to define processor
#include <p12F675.inc>  ; processor specific variable definitions
errorlevel -302       ; suppress message 302 from list file

__CONFIG _CP_ON & _CPD_OFF & _BODEN_OFF & _MCLRE_OFF & _WDT_OFF & _PWRTE_ON & _INTRC_OSC_NOCLKOUT

; Declaración de variables a partir de la 0x20
CBLOCK 0x20
n_disp          ; Número de dispositivos asociados (max 2).***** GUARDAR EN EEPROM
codigo_ID1      ; Contienen el codigo identificador del emisor (16 bits).
codigo_ID2
codigo_rec1     ; Contiene el código del receptor1 (8 bits).***** GUARDAR EN EEPROM
codigo_rec2     ; Contiene el código del receptor2 (8 bits).*****GUARDAR EN EEPROM
codigo_ADC      ; Guardo el código del ADC
semilla         ; Semilla para generar el código aleatorio.***** GUARDAR EN EEPROM

codigo          ; Variable para ir cargando los códigos a transmitir.
codigo_rec      ; Variable para cargar el codigo receptor a enviar.
addr            ; Se cargan las direcciones de memoria de las variables a guardar en EEPROM.
bits            ; bits.0=0 -> No enviamos código porque no hay receptores asociados.
                ; bits.2=1 -> Terminamos de enviar el cuarto código en modo programación
                ; bits.4=1 -> Enviamos el segundo identificador del emisor.
                ; bits.7=1 -> Al terminar de emitir el código del receptor.
                ; bits.5 -> bit de programación.
                ; bits.6=1 -> codigo_ADC enviado.

bits_wait       ; Bit de espera (solo bit 0)
semilla_copia   ; Variable para comparar semilla con su valor anterior

ENDC

;*****
ORG 0x000       ; processor reset vector
goto start     ; go to beginning of program

ORG 0x004       ; Vector de interrupción.
call interrupt
RETFIE

;*****
;*****COMIENZO DEL PROGRAMA*****
;*****
; Leo el valor de calibración del oscilador interno (dirección 0x3FF)
start
bsf STATUS,RP0 ; set file register bank to 1
call 0x3FF     ; retrieve factory calibration value
movwf OSCCAL   ; update register with factory cal value

;*****
; CONFIGURACIÓN DE REGISTROS
```

```
banksel GPIO
clrf GPIO          ; Inicializo GPIO.
banksel ANSEL
movlw 0x38          ; Valor 111000 (GP4 como entrada analógica y reloj derivado del oscilador interno a 500 kHz).

movwf ANSEL
banksel CMCON
movlw 0x07          ; Comparador deshabilitado.
movwf CMCON
movlw 0x0C          ; Valor 00001100 (A/D justificado a la izquierda, Vref=Vdd, Canal 3 para lectura ADC (AN3)).
movwf ADCON0        ; NO OLVIDAR PONER ADON=0 una vez realizada la conversión (alimentación del módulo ADC).

banksel TRISIO
movlw 1Eh           ; Valor del puerto 011110.
                    ; GP0: salida digital para enviar los códigos.
                    ; GP1: entrada digital para el pulsador de programación.
                    ; GP2: entrada digital para el pulsador del receptor 1.
                    ; GP3: entrada digital para el pulsador del receptor 2.
                    ; GP4: entrada analógica para la toma del dato del A/D (AN3).
                    ; GP5: salida de activación de la bomba de carga.

movwf TRISIO
movlw 0xC0
movwf INTCON
bcf GPIO,0          ; Salida de envío de códigos a 0.

movlw 0x02          ; Prescaler 1:8 asignado a Timer 0.
OPTION

banksel GPIO

,*****
,
; INICIALIZACIÓN DE VALORES

valores
movlw 0xFF          ; Cargo los valores de codigo_ID1 y de codigo_ID2 (valores fijos).
movwf codigo_ID1
movlw 0xF0
movwf codigo_ID2
clrf bits            ; Inicializo los bits de control.
bcf GPIO,5          ; Transmisor deshabilitado.
bcf bits_wait,0      ; Inicializo bit de espera

,*****
,

cargar_EEPROM
; Primero cargo el número de dispositivos (n_disp) para ver si tengo que realizar todo el ciclo.
movlw 0x00          ; Leo 'n_disp' de la dirección 0 de la EEPROM.
movwf addr
call leer_EEPROM
movwf n_disp
; Comprobación del número de dispositivos asociados.
movf n_disp,0
```



```
xorlw 0xFF          ; El valor original de fábrica en la EEPROM es FFh.
btfss STATUS,Z      ; Pregunto si es la primera vez que asocio al emisor un receptor.
goto bucle          ; NO
clrf n_disp         ; Primera vez -> n_disp = 0

;*****
; PREGUNTO POR LOS PULSADORES
bucle
btfss GPIO,1        ; Pregunto por el pulsador de asociación.
goto bucle_1
goto programación   ; Asociamos un nuevo receptor.

bucle_1
btfss GPIO,2        ; Pregunto por el pulsador 1 (receptor 1).
goto bucle_2
goto pulsador_1

bucle_2
btfss GPIO,3        ; Pregunto por el pulsador 2 (receptor 2).
goto bucle
goto pulsador_2

;*****
; PULSADOR_1 ACTIVADO
; Camino del pulsador_1.
; Pregunto por el valor de n_disp.
pulsador_1
movf n_disp,0
xorlw 0x02
btfss STATUS,Z
goto n_disp_11
bcf STATUS,Z
transmision
; Leo de la EEPROM el byte del receptor_1.
bsf GPIO,5          ; Transmisor RF habilitado.
call espera         ; Espera de 512 us para estabilización de la bomba de carga.
call wait_for_T0
call espera
call wait_for_T0
movlw 0x01          ; Leo 'codigo_rec1' de la EPROM.
movwf addr
call leer_EEPROM
movwf codigo_rec     ; Guardo en la variable 'codigo_rec' el valor del código receptor
call conversion      ; Realizo la conversión del ADC
goto seguir_22       ; Realizo la transmisión de los códigos
; n_disp no es = 2, pero puede ser = 1
n_disp_11
movf n_disp,0
xorlw 0x01
btfss STATUS,Z
goto DORMIR         ; No hay dispositivos añadidos -> Desconecto el microcontrolador.
bcf STATUS,Z
goto transmision
```

```
,*****  
;  
; PULSADOR_2 ACTIVADO  
; Camino del pulsador_2.  
; Pregunto por el valor de n_disp.  
pulsador_2  
movf n_disp,0  
xorlw 0x02  
btfss STATUS,Z  
goto DORMIR ; No hay dispositivos añadidos -> Desconecto el microcontrolador.  
bcf STATUS,Z  
bsf GPIO,5 ; Transmisor habilitado.  
call espera ; Espera de 512 us para dar tiempo a la bomba de carga a iniciarse  
call wait_for_T0  
call espera  
call wait_for_T0  
  
; Leo de la EEPROM el valor del receptor_2.  
movlw 0x02 ; Leo 'codigo_rec2' de la EPROM.  
movwf addr  
call leer_EEPROM  
movwf codigo_rec  
; Realizo conversión del ADC  
call conversion ; Conversión AD.  
  
,*****  
;  
; CARGA DEL CÓDIGO A ENVIAR  
seguir_22  
movf codigo_ID1,0 ; Cargo el primer identificador en la variable código.  
movwf codigo  
bsf bits,4  
goto enviar_COD ; Envío el byte.  
  
seguir_222  
movf codigo_ID2,0 ; Cargo el segundo identificador en la variable código.  
movwf codigo  
goto enviar_COD ; Envío el byte.  
  
seguir_333  
movf codigo_rec,0 ; Cargo el código receptor en la variable código.  
movwf codigo  
bsf bits,7  
btfss bits,5 ; Modo programación?.  
goto send  
bsf bits,2 ; SI  
send  
goto enviar_COD ; Envío el byte.  
  
seguir_444  
movf codigo_ADC,0 ; Cargo el código del ADC en la variable código.  
movwf codigo  
bsf bits,6  
goto enviar_COD ; Envío el byte.  
  
,*****
```



```
; PULSADOR_PROGRAMACION ON
programacion
bsf bits,5           ; Activo bit de programación.
movf n_disp,0
xorlw 0x02
btfss STATUS,Z       ; Si n_disp=2 -> Reseteo n_disp.
goto pos             ; Sino añado 1 a n_disp.

; Reseteo los códigos existentes en EEPROM (los 2 receptores).
bcf STATUS,Z
clrf n_disp
bsf STATUS,RP0       ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA).
movf n_disp,w
movwf EEDATA         ; Dato que quiero escribir
movlw 0x00 ; Guardo en EEPROM n_disp
movwf EEADR          ; Dirección donde quiero escribir.
call escribir_EEPROM
goto DORMIR
,*****
pos
; Cargo la variable semilla.
movlw 0x03 ; Leo 'semilla' de la EEPROM.
movwf addr
call leer_EEPROM
movwf semilla
movwf semilla_copia
; Pregunto si el número de dispositivos es 1.
movf n_disp,0
xorlw 0x01
btfss STATUS,Z
goto sem_2
; Genero código aleatorio (código del nuevo receptor).
; En función de si n_disp es 0 ó 1 se entrará en una parte o en otra.
sem_1                               ; n_disp=1.
movlw 0x05
addwf semilla,1
swapf semilla,1
rlf semilla,1
sem_2                               ; n_disp=0.
rlf semilla,1
rlf semilla,1
movlw 0x02
addwf semilla,1
rrf semilla,1
rrf semilla,1
rrf semilla,1
rrf semilla,1
swapf semilla,1
; Verifico si coincide con el anterior valor de semilla.
movf semilla,0
xorwf semilla_copia,0
btfss STATUS,Z
goto sigo
bcf STATUS,Z
```

```
clrf semilla
; Fin de generación del nuevo identificador aleatorio.
sigo
movf semilla,0      ; Preparo el nuevo código de receptor para enviarlo.
movwf codigo_rec
; Pregunto qué número de dispositivo ha sido el último en añadirse.
pos_22
movf n_disp,0
xorlw 0x00
btfss STATUS,Z
goto dos
; Se añade el primer dispositivo.
uno
bsf STATUS, RP0      ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA).
movf semilla,w
movwf EEDATA          ; Dato que quiero escribir.
movlw 0x01 ; Guardo en EEPROM codigo_rec1.
movwf EEADR           ; Dirección donde quiero escribir.
call escribir_EEPROM
goto save
; Se añade el segundo dispositivo.
dos
bsf STATUS, RP0      ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA).
movf semilla,w
movwf EEDATA          ; Dato que quiero escribir.
movlw 0x02 ; Guardo en EEPROM codigo_rec2.
movwf EEADR           ; Dirección que queremos leer.
call escribir_EEPROM

; Guardar semilla y n_disp.
save
bsf GPIO,5           ; Transmisor habilitado.
bsf STATUS, RP0      ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA).
movf semilla,w
movwf EEDATA          ; Dato que quiero escribir.
movlw 0x03 ; Guardo semilla.
movwf EEADR           ; Dirección que queremos leer.
call escribir_EEPROM
incf n_disp           ; Incremento el número de dispositivos.
bsf STATUS, RP0      ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA).
movf n_disp,w
movwf EEDATA          ; Dato que quiero escribir.
movlw 0x00           ; Guardo n_disp.
movwf EEADR           ; Dirección que queremos leer.
call escribir_EEPROM
goto seguir_22        ; Envío el código.
prog_end
clrf bits
fin_prog
goto DORMIR           ; Finalizo.

,*****
; CONTROL DE LA SECUENCIA DE ENVÍO DE LOS CÓDIGOS
saltito
```




```
call espera          ; Espera de 512 us entre código y código.
call wait_for_T0
call espera
call wait_for_T0
; Compruebo el código a enviar
regreso_1
btfss bits,4         ; Enviamos el segundo identificador del emisor o no?.
goto jumpy ; NO.
bcf bits,4           ; SI.
goto seguir_222
jumpy
btfss bits,7         ; bits.7=1 -> hemos acabado de enviar el código entero.
goto seguir_333      ; Envío el código del receptor.
jumpy1
btfss bits,5         ; Si bits.5=1 -> MODO PROGRAMACIÓN -> No envío código del ADC.
goto cod_ADC
btfss bits,2
goto prog_end        ; SI -> Vuelvo a la rutina de programación para guardar los valores en EEPROM.
bcf bits,2
movlw 0xFF
movwf codigo
goto enviar_COD
cod_ADC
btfss bits,6         ; codigo_ADC enviado?.
goto seguir_444      ; NO -> Envío el valor del A/D.
regreso
clrf bits            ; Inicializo los bits de control.
goto DORMIR          ; Finalizo transmisión.

,*****
; ENVÍO DEL CÓDIGO DE 8 BITS
enviar_COD
; Comienzo envío código
btfss codigo,0       ; Bit 0
goto no
call salida_si
goto sig0
no
call salida_no

sig0
btfss codigo,1       ; Bit 1
goto no1
call salida_si
goto sig1
no1
call salida_no

sig1
btfss codigo,2       ; Bit 2
goto no2
call salida_si
goto sig2
```



no2

call salida_no

sig2

btfss codigo,3 ; Bit 3

goto no3

call salida_si

goto sig3

no3

call salida_no

sig3

btfss codigo,4 ; Bit 4

goto no4

call salida_si

goto sig4

no4

call salida_no

sig4

btfss codigo,5 ; Bit 5

goto no5

call salida_si

goto sig5

no5

call salida_no

sig5

btfss codigo,6 ; Bit 6

goto no6

call salida_si

goto sig6

no6

call salida_no

sig6

btfss codigo,7 ; Bit 7

goto no7

call salida_si

goto sig7

no7

call salida_no

sig7

bcf GPIO,0 ; Fin de transmisión

goto saltito

; FIN DEL PROGRAMA

DORMIR

bcf GPIO,5 ; Transmisor RF desconectado.

sleep ; Desconectamos el microcontrolador para conseguir el menor consumo posible

FINAL

goto FINAL



```
,*****
;*****SUBROUTINAS*****
;*****
; CONVERSIÓN DEL ADC
conversion
banksel ADCON0
bsf ADCON0,0          ; ADON=1 -> Alimento circuitería del ADC.
nop
nop
nop
conv_AD
bsf ADCON0,1          ; GO/DONE=1 -> Inicio conversión.
conv_fin
btfsc ADCON0,1
goto conv_fin
movf ADRESH,w
movwf codigo_ADC      ; Guardo el valor leído por el ADC.
bcf ADCON0,0          ; Apago ADON para que no consuma corriente.
return
,*****
; SUBROUTINAS DE CONTROL DE LOS BITS
salida_si
bsf GPIO,0            ; Bit 0=1.
call espera           ; Pulso de 256 us.
call wait_for_T0
bcf GPIO,0
call espera
call wait_for_T0
return

salida_no
bsf GPIO,0            ; Bit 0=0.
call espera           ; Pulso de 512 us (2x256).
call wait_for_T0
call espera
call wait_for_T0
bcf GPIO,0
call espera
call wait_for_T0
return

,*****
; SUBROUTINA DE LECTURA DE LA EEPROM
leer_EEPROM
bsf STATUS,RP0        ; Banco 1.
movf addr,w
movwf EEADR           ; Dirección que queremos leer.
bsf EECON1,RD         ; Bit de lectura a 1.
movf EEDATA,W         ; Movemos el dato al acumulador.
bcf STATUS,RP0        ; Banco 0.
return

,*****
```

; SUBROUTINA DE ESCRITURA EN LA EEPROM

escribir_EEPROM

```
bsf STATUS,RP0          ; Banco 1.
bsf EECON1,WREN          ; Permiso escritura.
bcf INTCON,GIE           ; Deshabilito interrupciones.
movlw 55h                ; Desbloquear escritura.
movwf EECON2 ;
movlw 0xAA ;
movwf EECON2 ;
bsf EECON1,WR            ; Comienzo escritura.
```

wait_EEPROM

```
btfs EECON1,WR
goto wait_EEPROM
bsf INTCON,GIE           ; Habilito interrupciones.
bcf STATUS,RP0          ; Banco 0.
return
```

,*****
,

; SUBROUTINA DE HABILITACIÓN DE INTERRUPCIÓN Y PRECARGA DE TIMER 0

espera

```
; Habilito interrupción de timer 0
bcf INTCON,TOIF          ; Reseteo bit de interrupción
bsf INTCON,TOIE          ; Habilito interrupción timer_0
bsf INTCON,GIE           ; Habilito interrupciones
; Cargo valor de cuenta
movlw 0xDF               ; Realizo 32 cuentas -> 32 x 8(prescaler)=256 us para un bit 1
movwf TMRO
return
```

,*****
,

; SUBROUTINA DE CONTROL DE INTERRUPCIÓN DE TIMER 0

interrupt

```
; Pregunto por bit de interrupción de timer 0
btfs INTCON,TOIF         ; Interrupción de timer_0?
goto volver
bcf INTCON,TOIF          ; Reseteo bit de interrupción de timer 0
bcf INTCON,TOIE          ; Inhabilito interrupción timer_0
bsf bits_wait,0          ; Activo bit de espera
volver
return
```

,*****
,

; SUBROUTINA DE ESPERA DE INTERRUPCIÓN DE TIMER 0

wait_for_T0

```
btfs bits_wait,0
goto wait_for_T0
bcf bits_wait,0
return
```

END

Anexo 4: Programa microcontrolador maestro (control de luminarias).

```
list    p=12F675      ; list directive to define processor
#include <p12F675.inc>  ; processor specific variable definitions
errorlevel -302       ; suppress message 302 from list file

__CONFIG _CP_ON & _CPD_OFF & _BODEN_OFF & _MCLRE_ON & _WDT_OFF & _PWRTE_ON & _INTRC_OSC_NOCLKOUT
; Declaración de variables a partir de la 0x20
CBLOCK 0x20
dispositivo; Variable para saber si ya está asignado a un emisor.
codigo      ; Variable para ir recogiendo los códigos recibidos.
codigo_ID1   ; Códigos fijos del emisor.
codigo_ID2
codigo_rec    ; Código identificador del receptor.
codigo_ADC    ; Código del ADC.

bits         ; Bits de control de recepción de cada código de 8 bits.
             ; bits.0=1 -> He recibido codigo_ID2.
             ; bits.1=1 -> He recibido codigo_rec.
             ; bits.2=1 -> He recibido codigo_ADC.
             ; bits.4=1 -> He recibido codigo_ID2 (modo programación).
             ; bits.5=1 -> He recibido codigo_rec (modo programación).
             ; bits.6=1 -> He recibido el cuarto código (modo programación)
             ; bits.7=1 -> Bit de programación (no espero el codigo_AD).

bits_2       ; bits_2.7=1 -> Error en algún código recibido (bit de fallo).

bits_fin_rec ; bits_fin_rec.0=1 -> Se han recibido los 4 bytes completos.
             ; bits_fin_rec.5=1 -> Empiezo a recibir códigos.
             ; bits_fin_rec.6=1 -> Indico desbordamiento timer 1.
             ; bits_fin_rec.7=1 -> El código recibido en modo asociación no es un código de asociación.

addr         ; Se cargan las direcciones de memoria de las variables a guardar en EEPROM.

contador_bits ; Contador para contar los bits que me llegan de cada código (byte).

contador_total ; Cuenta el número de bits totales (han de ser 32 bits, 4 bytes de 8 bits cada uno).

ENDC

;*****
; Descripción memoria EEPROM.
; 00h: 'dispositivo'
; 01h: 'codigo_ID1'
; 02h: 'codigo_ID2'
; 03h: 'codigo_rec'
;*****
```



```
; NIVELES
; GP0 GP1
; 0      0      -> APAGAR
; 0      1      -> RANGO 1
; 1      0      -> RANGO 2
; 1      1      -> RANGO 3
    ORG    0x000    ; processor reset vector
    goto   start    ; ir a inicio del programa.

; ZONA DE INTERRUPCIONES
    ORG    0x004    ; localización vector interrupción.
    call   interrupt
    RETFIE

;*****

; COMIENZO DEL PROGRAMA.

start
    bsf    STATUS,RP0    ; set file register bank to 1
    call   0x3FF          ; retrieve factory calibration value
    movwf  OSCCAL         ; update register with factory cal value

; CONFIGURACIÓN DE REGISTROS.

    bcf    STATUS,RP0     ; Banco 0.
    clrf   GPIO           ; Inicializo GPIO.
    movlw  07h            ; Comparador off.
    movwf  CMCON

    clrf   T1CON           ; Reloj interno como fuente para timer 1 (Fosc/4) y prescaler 1:1.
    bsf    STATUS,RP0     ; Banco 1.
    clrf   ANSEL          ; No se utiliza el ADC (I/O digitales).

    movlw  1Ch            ; GP0: salida de comunicación con PIC12F508 para determinar rango.
                        ; GP1: salida de comunicación con PIC12F508 para determinar rango.
                        ; GP2: entrada de recibir códigos.
                        ; GP3: entrada para pulsador reset.
                        ; GP4: entrada para pulsador de asociación y para recibir OK del PIC12F508 sobre el rango.
                        ; GP5: salida para el LED de asociación.

    movwf  TRISIO         ; Valor puerto 011100
    movlw  0x02           ; Preescaler 1:8 para el TMR0.
    OPTION
    bcf    STATUS,RP0     ; Banco 0.

; Inicialización de variables
valores
    bcf    GPIO,5         ; LED asociación OFF.
    bcf    GPIO,0         ; Salidas de control de códigos a 0.
    bcf    GPIO,1
valores_1
```



```
clrf bits          ; Inicializo bits de control de los bytes recibidos.
clrf bits_2        ; Reseteo bit de control de fallo.
clrf bits_fin_rec   ; Inicializo bit de fin de recepción de bytes.
clrf codigo         ; Inicializo variable 'codigo'.

movlw 0x08          ; Inicializo el contador de bits para cada byte.
movwf contador_bits
clrf contador_total ; Inicializo contador de bits totales que recibo en una transmisión (debo recibir 32 bits en total).
call precarga_T1    ; Preparo timer 1 para cuando reciba los códigos (cuenta 65 ms).

;*****
; COMIENZO PROGRAMA
;*****

cargar_EEPROM
; Primero cargo el valor de 'dispositivo' de la EEPROM para ver si está asociado a un emisor.

movlw 0x00          ; En la dirección 0 de la EEPROM está 'dispositivo'
movwf addr
call leer_EEPROM    ; Veo si estoy asociado a un emisor.
movwf dispositivo
movf dispositivo,0
xorlw 0xF0          ; Si 'dispositivo'= F0h -> el receptor ya está asociado.
btfss STATUS,Z
goto bucle_programm ; Pregunto solo por el pulsador de asociación.
bcf STATUS,Z        ; Receptor asociado.
call cargar_cod      ; Como está asociado cargo los códigos de emisor y receptor.
goto bucle_prog

; La primera vez pregunto solo por el pulsador de asociación.
bucle_programm
btfss GPIO,4        ; Asociación o no?.
goto bucle_programm ; NO.
; SI.

bucle_programm_1
btfsc GPIO,4        ; Espero a fin de pulsación.
goto bucle_programm_1
call precarga_T1    ; Espero desborde de timer 1 para evitar glitches.
bsf T1CON,TMR1ON    ; Cuenta timer 1.
glitches
btfss bits_fin_rec,6 ; Desborde de timer 1?.
goto glitches
bcf bits_fin_rec,6   ; Reseteo bit de desbordamiento.
goto programacion

;*****
; Con el receptor ya asociado pregunto por el estado de las dos entradas.
bucle_prog
btfss GPIO,4        ; Asociación o no?.
goto bucle_11       ; Pregunto por la recepción.

bucle_prog_1
btfsc GPIO,4        ; Espero a fin de pulsación.
goto bucle_prog_1
call precarga_T1    ; Espero desborde de timer 1 para evitar glitches.
```



```
bsf T1CON,TMR1ON          ; Cuenta timer 1.
glitches_1
btfss bits_fin_rec,6       ; Desborde de timer 1 (no han llegado todos los bits)?.
goto glitches_1
bcf bits_fin_rec,6         ; Reseteo bit de desbordamiento.
goto programacion

bucle_11
btfss GPIO,2              ; Códigos ?.
goto bucle_prog
call get_code              ; Salto a rutina de recepción de códigos.
clrf bits                  ; Reseteo bits de control antes de recibir otra transmisión.

,*****
,
; VERIFICACIÓN DE LOS CÓDIGOS OBTENIDOS ESTANDO LA BOMBILLA APAGADA
,*****
,
verificar_OFF

; Pregunto por el bit de fallo.
btfsc bits_2,7            ; Hay fallo?.
goto fallo                ; SI -> No hacemos nada, ya que la bombilla está apagada.
goto LUMINOSIDAD          ; Luz apagada -> encender.

,*****
,
,*****
,
; SALIDA NO VÁLIDA ESTANDO LA BOMBILLA APAGADA
,*****
,
fallo
bcf bits_2,7              ; Reseteo bit de control de fallo.
goto valores              ; Fallo -> no hago nada.

,*****
,
; RUTINA DE CONTROL DE LOS RANGOS DE LUMINOSIDAD
,*****
,

; Pregunto por el rango de luz.
LUMINOSIDAD

; La bombilla estaba apagada -> pregunto por el rango de luminosidad que quiero.
bcf STATUS,C
movf codigo_ADC,0
sublw .80
btfss STATUS,C            ; Si (.80)-codigo_ADC=1 -> (.80) > codigo_ADC -> Estamos en el rango correcto.
goto sig_rango            ; Pregunto por el siguiente rango.
bcf STATUS,C
; Precargo e inicio cuenta timer 1 por si no me llega el OK del microcontrolador esclavo.

precharge
bcf bits_2,7 ; Reseteo bit de fallo.
bcf bits_fin_rec,6        ; Reseteo bit de desborde de timer 1.
call precarga_T1          ; Preparo timer 1 para contar mientras espero OK del microcontrolador esclavo.
bsf T1CON,TMR1ON          ; Cuenta timer 1.
; RANGO_1
bsf GPIO,1                ; Indico rango 1 al microcontrolador esclavo.
```




```
bcf GPIO,0
; Espero desborde de timer 1 (no llega OK) o el OK de rango recibido por el esclavo.
error_desborde
btfsc bits_fin_rec,6 ; Desborde de timer 1?
goto precharge ; SI -> sigo controlando la luminosidad de la bombilla.
btfss GPIO,4 ; Pregunto por el OK del PIC12F508.
goto error_desborde
bsf bits_fin_rec,1 ; Indico que hemos encendido la luz después de recibir el OK del PIC12F508.
bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.
call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para cuando reciba los códigos.
; Pregunto si me llega un código.
rango_1
btfss GPIO,2 ; Código ?.
goto rango_1
call get_code ; Paso a recibir el código.
; Pregunto por fallo en la transmisión
btfsc bits_2,7 ; Fallo ?

error_desborde_2
bcf GPIO,1 ; NO -> Indico al PIC12F508 que apague la bombilla.
bcf GPIO,0
precharge_1
bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.
bcf bits_fin_rec,6 ; Reseteo bit de desborde de timer 1.
call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para contar mientras espero OK del microcontrolador esclavo.
bsf T1CON,TMR1ON ; Cuenta timer 1.
error_desborde_1
btfsc bits_fin_rec,6 ; Desborde ?
goto error_desborde_2 ; SI -> Vuelvo a decirle al esclavo que apague la bombilla.
btfsc GPIO,4 ; Pregunto por el OK del PIC12F508
goto error_desborde_1
bcf bits_fin_rec,1 ; Indico que hemos apagado la luz después de recibir el OK del PIC12F508.
bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.
goto valores_1

;*****
sig_rango
bcf STATUS,C
movf codigo_ADC,0
sublw .160
btfss STATUS,C ; Si (.160)-codigo_ADC=1 -> (.160) > codigo_ADC -> Estamos en el rango correcto.
goto sig_rango_1 ; Pregunto por el siguiente rango
bcf STATUS,C

; Precargo e inicio cuenta timer 1 por si no me llega el OK del microcontrolador esclavo
precharge_11
bcf bits_2,7 ; Reseteo bit de fallo.
bcf bits_fin_rec,6 ; Reseteo bit de desborde de timer 1.
call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para contar mientras espero OK del microcontrolador esclavo.
bsf T1CON,TMR1ON ; Cuenta timer 1.
; RANGO_2
bcf GPIO,1 ; Indico rango 2 al microcontrolador esclavo.
bsf GPIO,0
; Espero desborde de timer 1 (no llega OK) o el OK de rango recibido.
```



error_desborde_11

btfs bits_fin_rec,6 ; Desborde de timer 1?
goto precharge_11 ; NO -> desborde de timer 1.

btfs GPIO,4 ; Pregunto por el OK del PIC12F508.

goto error_desborde_11

bsf bits_fin_rec,1 ; Indico que hemos encendido la luz después de recibir el OK del PIC12F508.

bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.

call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para cuando reciba los códigos.

; Pregunto si me llega un código.

rango_2

btfs GPIO,2 ; Código ?.

goto rango_2

call get_code ; Paso a recibir el código.

; Pregunto por fallo en la transmisión.

btfs bits_2,7 ; Fallo ?

error_desborde_22

bcf GPIO,1 ; NO -> Indico al PIC12F508 que apague la bombilla

bcf GPIO,0

precharge_22

bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.

bcf bits_fin_rec,6 ; Reseteo bit de desborde de timer 1.

call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para contar mientras espero OK del microcontrolador esclavo.

bsf T1CON,TMR1ON ; Cuenta timer 1.

error_desborde_12

btfs bits_fin_rec,6 ; Desborde ?.

goto error_desborde_22 ; SI -> Vuelvo a decirle al esclavo que apague la bombilla.

btfs GPIO,4 ; Pregunto por el OK del PIC12F508.

goto error_desborde_12

bcf bits_fin_rec,1 ; Indico que hemos apagado la luz después de recibir el OK del PIC12F508.

bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.

goto valores_1

,*****

sig_rango_1

bcf STATUS,C

movf codigo_ADC,0

sublw .255

btfs STATUS,C ; Si (.255)-codigo_ADC=1 -> (.255) > codigo_ADC -> Estamos en el rango correcto.

goto cargar_EEPROM ; Vuelvo por no detectarse nada -> FALLO.

bcf STATUS,C

; Precargo e inicio cuenta timer 1 por si no me llega el OK del microcontrolador esclavo.

precharge_111

bcf bits_2,7 ; Reseteo bit de fallo.

bcf bits_fin_rec,6 ; Reseteo bit de desborde de timer 1.

call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para contar mientras espero OK del microcontrolador esclavo.

bsf T1CON,TMR1ON ; Cuenta timer 1.

; RANGO_3

bsf GPIO,1 ; Indico rango 3 al microcontrolador esclavo.

bsf GPIO,0

; Espero desborde de timer 1 (no llega OK) o el OK de rango recibido.



error_desborde_111

btfs bits_fin_rec,6 ; Desborde de timer 1?
goto precharge_111 ; NO -> desborde de timer 1.

btfs GPIO,4 ; Pregunto por el OK del PIC12F508.

goto error_desborde_111

bsf bits_fin_rec,1 ; Indico que hemos encendido la luz después de recibir el OK del PIC12F508.

bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.

call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para cuando reciba los códigos.

; Pregunto si me llega un código.

rango_3

btfs GPIO,2 ; Código ?.

goto rango_3

call get_code ; Paso a recibir el código.

; Pregunto por fallo en la transmisión.

btfs bits_2,7 ; Fallo ?.

error_desborde_222

bcf GPIO,1 ; NO -> Indico al PIC12F508 que apague la bombilla.

bcf GPIO,0

precharge_222

bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.

bcf bits_fin_rec,6 ; Reseteo bit de desborde de timer 1.

call precarga_T1 ; Preparo timer 1 para contar mientras espero OK del microcontrolador esclavo.

bsf T1CON,TMR1ON ; Cuenta timer 1.

error_desborde_13

btfs bits_fin_rec,6 ; Desborde ?.

goto error_desborde_222 ; SI -> Vuelvo a decirle al esclavo que apague la bombilla.

btfs GPIO,4 ; Pregunto por el OK del PIC12F508.

goto error_desborde_13

bcf bits_fin_rec,1 ; Indico que hemos apagado la luz después de recibir el OK del PIC12F508.

bcf T1CON,TMR1ON ; Paro cuenta timer 1.

goto valores_1

; Fin de rutina LUMINOSIDAD

,*****

; RUTINA DE ASOCIACIÓN CON EMISOR (MODO ASOCIACIÓN)

,*****

programacion

; Bit de programación ON

bsf bits,7 ; Bit de asociación a 1.

; Inicio programación

bsf GPIO,5 ; Led asociación ON.

btfs bits_fin_rec,1 ; Está la luz encendida? -> comprobación por si acaso.

goto end_prog ; SI -> salgo del modo asociación.

; Pregunto si hay recepción o pulsación del botón de asociación (abortar modo asociación).

arrep

btfs GPIO,4 ; Salir del modo asociación?.

goto no_arrep

arrep_1

btfs GPIO,4 ; Espero a fin de pulsación.

```
goto arrep_1
goto end_prog      ; Fin de asociación sin recibir código.
no_arrep
btfss GPIO,2 ; Se reciben códigos de asociación?.
goto arrep

; Recepción código del modo asociación.
call get_code      ; Recibo los códigos

btfss bits_fin_rec,7 ; Error en el bit de asociación ?.
goto out           ; NO -> Guardamos los códigos en EEPROM.
goto end_prog      ; SI -> Salimos sin hacer nada.
; Guardo los códigos en EEPROM
out
btfsc bits_2,7     ; Fallo en el número de bits recibidos ?
goto end_prog      ; SI -> salgo sin guardar
bsf STATUS, RP0    ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA)
movf codigo_ID1,w
movwf EEDATA       ; Dato que quiero escribir
movlw 0x01 ; Guardo en EEPROM 'codigo_ID1'
movwf EEADR        ; Dirección donde quiero escribir.
call escribir_EEPROM
;*****
bsf STATUS, RP0    ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA)
movf codigo_ID2,w
movwf EEDATA       ; Dato que quiero escribir
movlw 0x02 ; Guardo en EEPROM 'codigo_ID2'
movwf EEADR        ; Dirección donde quiero escribir.
call escribir_EEPROM
;*****
bsf STATUS, RP0    ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA)
movf codigo_rec,w
movwf EEDATA       ; Dato que quiero escribir
movlw 0x03 ; Guardo en EEPROM 'codigo_rec'
movwf EEADR        ; Dirección donde quiero escribir.
call escribir_EEPROM
;*****
bsf STATUS, RP0    ; Banco 1 (para escribir en EEADR y EEDATA)
movlw 0xF0 ; Valor de añadido cuando se asocia el receptor a un emisor.
movwf EEDATA       ; Dato que quiero escribir
movlw 0x00 ; Guardo en EEPROM 'añadido'
movwf EEADR        ; Dirección donde quiero escribir.
call escribir_EEPROM

; Fin modo asociación.
end_prog
goto valores ; Vuelvo al inicio para cargar todos los valores iniciales

;*****
; ***** SUBROUTINAS *****
;*****

;*****
;*****
; RUTINAS DE GESTIÓN DEL CÓDIGO RECIBIDO
```



```
,*****
,

; Es un 1
salida_si
incf contador_total      ; incremento el contador de bits (32)
bsf STATUS,C
rrf codigo
return

; Es un 0
salida_no
incf contador_total
bcf STATUS,C
rrf codigo
return

,*****
,
; SUBROUTINA DE LECTURA DE LA EEPROM
,*****
,

leer_EEPROM
bsf STATUS,RP0           ;Banco 1.
movf addr,w              ;
movwf EEADR               ;Dirección que queremos leer.
bsf EECON1,RD             ;Bit de lectura a 1.
movf EEDATA,W             ;Movemos el dato al acumulador.
bcf STATUS,RP0           ;Banco 0.
return

,*****
,
; SUBROUTINA DE ESCRITURA DE LA EEPROM
,*****
,

escribir_EEPROM
bsf STATUS,RP0           ;Banco 1.
bsf EECON1,WREN           ;Permiso escritura.
bcf INTCON,GIE            ;Deshabilita interrupciones.
movlw 55h                 ;Desbloquear escritura.
movwf EECON2 ;
movlw 0xAA ;
movwf EECON2 ;
bsf EECON1,WR              ;Comienzo escritura.
wait_EEPROM
btfsc EECON1,WR
goto wait_EEPROM
bsf INTCON,GIE             ;Habilita interrupciones.
bcf STATUS,RP0           ;Banco 0.
return

,*****
,
; SUBROUTINA PARA CARGAR CÓDIGOS DE EMISOR Y RECEPTOR.
,*****
,
; Si el receptor está asociado a un emisor, cargo los códigos desde la EEPROM
cargar_cod
```

```
movlw 0x01 ; En la dirección 1 de la EEPROM está 'codigo_ID1'.
movwf addr
call leer_EEPROM
movwf codigo_ID1
;*****

movlw 0x02 ; En la dirección 2 de la EEPROM está 'codigo_ID2'.
movwf addr
call leer_EEPROM
movwf codigo_ID2
;*****

movlw 0x03 ; En la dirección 3 de la EEPROM está 'codigo_rec'.
movwf addr
call leer_EEPROM
movwf codigo_rec
return

;*****
; PRECARGA DEL TIMER_0.
;*****
; Cuento 464 us = 58 incrementos x 8 (prescaler).
espera_T0
; Cargo valor de cuenta.
movlw 0xC5 ; Realizo 58 cuentas
movwf TMR0
return

;*****
; RUTINA DE CONTROL DE LLEGADA DE LOS BITS
;*****
get_code
bsf bits_fin_rec,5 ; Empiezo a recibir códigos (lo pongo a 1 cuando empiezo a recibir códigos).
clrf TMR0 ; Reseteo TMR0.
bcf INTCON,TOIF ; Reseteo flag de overflow de timer 0 cuando empiezo.
; Activo timer 1 para salir de la espera de bits en caso de fallo en la transmisión.
; Cuento 65 ms (duración mayor de una transmisión). Si tras esto no recibo los 32 bits -> FALLO.
; Si la transmisión es completa (recibo 32 bits) paro el timer tras la recepción.
bsf T1CON,TMR1ON ; Cuenta timer 1.

loop
btfss GPIO,2 ; Bit recibido?.
goto fail
call espera_T0 ; Precargo el valor de cuenta de timer 0.

overflow
btfss INTCON,TOIF ; Pregunto si timer 0 ha terminado.
goto overflow ; NO -> Espero.
bcf INTCON,TOIF ; SI -> Reseteo bit de overflow timer 0.
btfss GPIO,2 ; Me llega un 1 o un 0?.
goto uno ; Es un 1.
call salida_no ; Es un 0.
goto siguiente

uno
call salida_si

siguiente
decfsz contador_bits ; Decremento el contador de bits cada vez que me llega uno.
goto wait_zero ; No me ha llegado todo el byte -> espero a que GP2 se ponga a cero para esperar el siguiente bit.
```



```
movlw 0x08          ; Recargo la variable de cuenta del nº bits recibidos de cada byte.
movwf contador_bits
btfss bits,7        ; Modo asociación?.
goto byte_noprog    ; NO.
call reception_prog ; SI.
goto fin_def

byte_noprog
call reception_noprog ; Modo normal.

fin_def
btfss bits_fin_rec,0 ; Se han recibido los 4 bytes completos ?.
goto wait_zero      ; NO -> Vuelvo para recibir otro byte nuevo.
bcf bits_fin_rec,0   ; Reseteo bit de 4 bytes completos.
goto lastback        ; Todos los códigos recibidos -> vuelvo de la subrutina.

wait_zero
btfsc GPIO,2 ; Espero a que la entrada sea 0.
goto wait_zero
goto loop            ; SI -> Espero siguiente bit.

fail
btfss bits_fin_rec,6 ; Fallo ?
goto loop            ; NO -> sigo preguntando por nuevos bits.
bcf bits_fin_rec,6   ; SI -> El timer 1 ha llegado al final de la cuenta y ha saltado su interrupción.
goto fail_2
; Compruebo por si acaso si me han llegado 32 bits.

lastback
movf contador_total,0
xorlw 0x20 ; Me han llegado 32 bits?.
btfss STATUS,Z
goto fail_2        ; NO.
bcf STATUS,Z       ; SI.
goto back_99

fail_2
bsf bits_2,7 ; Indico FALLO.

back_99
bcf T1CON,TMR1ON ; Paro timer 1.
clrf INTCON      ; Deshabilito interrupciones (en este caso la de Timer 1).
bcf bits_fin_rec,5 ; Reseteo bit de recibir código.
clrf contador_total ; Inicializo contador del número total de bits en una transmisión (32 bits).
movlw 0x08       ; Recargo la variable de cuenta del nº bits recibidos de cada byte.
movwf contador_bits
return

,*****
;
; RUTINA DE RECEPCIÓN DE CÓDIGOS EN MODO PROGRAMACIÓN
;
,*****

reception_prog
btfss bits,4        ; Pregunto por el bit de control 4.
goto jumpy_1
movf codigo,0       ; Se ha recibido codigo_ID2.
movwf codigo_ID2
bcf bits,4
bsf bits,5
goto back_getcode

jumpy_1
```

```
    btfss bits,5          ; Pregunto por el bit de control 5.
    goto jumpy_3
    movf codigo,0         ; Se ha recibido codigo_rec.
    movwf codigo_rec
    bcf bits,5           ; Reseteo bit de codigo receptor.
    bsf bits,6           ; Activo bit de cuarto código.
    goto back_getcode    ; Vuelvo para recibir código de asociación (0xFF).

jumpy_3
    btfss bits,6         ; Pregunto por el bit de cuarto código.
    goto jumpy_2
    bcf bits,6           ; Reseteo bit de cuarto código.
    movf codigo,0
    xorlw 0xFF
    btfss STATUS,Z
    goto back_getcode_err ; No es un código de programación -> salgo sin guardar.
    bcf STATUS,Z
    goto back_getcode_def

jumpy_2
    movf codigo,0         ; Se ha recibido codigo_ID1.
    movwf codigo_ID1
    bsf bits,4
    goto back_getcode

back_getcode_err
    bcf STATUS,Z
    bsf bits_fin_rec,7    ; Activo bit de error en el código de asociación.

back_getcode_def
    bsf bits_fin_rec,0    ; Activo bit de fin de bytes recibidos.

back_getcode
    return

,*****
,
; RUTINA DE RECEPCIÓN DE CÓDIGOS CON EL RECEPTOR ASOCIADO
,*****
reception_noprog
; Compruebo los códigos cuando ya estoy asociado a un emisor.

    btfss bits,0
    goto jumper
    movf codigo,0         ; Se ha recibido el segundo identificador.
    xorwf codigo_ID2,0
    btfss STATUS,Z
    bsf bits_2,7          ; Indico FALLO.
    bcf STATUS,Z
    bcf bits,0
    bsf bits,1
    goto back_getcodenoprog

jumper
    btfss bits,1
    goto jumper_2
```




```
movf codigo,0          ; Se ha recibido el receptor.
xorwf codigo_rec,0
btfss STATUS,Z
bsf bits_2,7           ; Indico FALLO.
bcf bits,1             ; SI -> vuelvo al modo asociación.
bsf bits,2
goto back_getcodenoprogram
jumper_2
btfss bits,2
goto jumper_1
movf codigo,0          ; Se ha recibido codigo_ADC y lo guardo en codigo_ADC.
movwf codigo_ADC
bcf bits,2
goto back_getcodenoprogram_def
jumper_1
movf codigo,0          ; Se ha recibido el primer identificador.
xorwf codigo_ID1,0
btfss STATUS,Z
bsf bits_2,7           ; Indico FALLO
bsf bits,0             ; Indico que el siguiente es codigo_ID2.
goto back_getcodenoprogram

back_getcodenoprogram_def
bsf bits_fin_rec,0     ; Activo bit de fin de bytes recibidos.
back_getcodenoprogram
return

,*****
; RUTINA DE INTERRUPCIÓN DE TIMER 1
,*****
interrupt
bcf PIR1,TMR1IF        ; Reseteo bit de interrupción de timer 1.
bcf T1CON,TMR1ON       ; Apago timer 1.
clrf INTCON            ; Deshabilito interrupción timer 1.
bsf bits_fin_rec,6     ; Indico que debo salir del bucle infinito que pregunta si me llega un bit.
return

,*****
; PRECARGA DEL TIMER_1 CUANDO RECIBO LOS CÓDIGOS.
,*****
; En esta rutina cuento un total de 65 ms (más de lo que dura la transmisión).
precarga_T1
movlw 0x02             ; Precargo el valor (FFFFh-FDE8h=217h=535d).
movwf TMR1H
movlw 0x17
movwf TMR1L
; Activo interrupción de timer 1
bsf STATUS,RP0         ; Activo interrupción timer 1.
bsf PIE1,TMR1IE
bcf STATUS,RP0
movlw 0xC0             ; Activo GIE y PEIE.
movwf INTCON
return
END
```



**Anexo 5: Programa del microcontrolador esclavo (control de luminarias).**

```
list    p=12F508      ; list directive to define processor
#include <p12F508.inc>  ; processor specific variable definitions

__CONFIG _MCLRE_ON & _CP_ON & _WDT_OFF & _IntRC_OSC

; Defino variables
CBLOCK 0x07
contador ; Variable para contar el tiempo de apagado por ciclo tras una detección de un paso por cero
ENDC

; COMBINACIONES
; GP5 GP4
; 0      0 -> APAGO LA BOMBILLA
; 0      1 -> RANGO 1
; 1      0 -> RANGO 2
; 1      1 -> RANGO 3
;*****
ORG 0x1FF      ; processor reset vector

; Internal RC calibration value is placed at location 0x1FF by Microcontroladorchip
; as a movlw k, where the k is a literal value.

ORG 0x000      ; coding begins here
movwf OSCCAL   ; update register with factory cal value

; Comienzo del programa

start
movlw b'111010' ; GP0: salida para indicar a PIC12F675 que se han recibido las órdenes.
                  ; GP1: entrada para detectar pasos por cero.
                  ; GP2: salida para la PWM.
                  ; GP3: entrada reset común con PIC12F675.
                  ; GP4: entrada para conocer el rango.
                  ; GP5: entrada para conocer el rango.

tris GPIO

movlw b'00000011' ; Prescaler 1:16 para el TMR0.
option

begin
bcf GPIO,2        ; Inicio salidas a 0.
bcf GPIO,0

salto
btfss GPIO,4      ; Veo el rango.
goto salto1
call temporizar_ini ; Espero 32us.
goto salto2
salto1
btfss GPIO,5      ;
goto salto
```

```
call temporizar_ini      ; Espero 32us.
goto salto3
salto2
btfss GPIO,5            ;
goto vuelta              ; RANGO 1.
goto vuelta_2            ; RANGO 3.
salto3
btfss GPIO,4            ;
goto vuelta_1            ; RANGO 2.
goto vuelta_2            ; RANGO 3.

;Rango 1

vuelta
bsf GPIO,0              ; Mando el OK al PIC12F675 para indicarle que se han recibido el rango.
prec1
call precarga_1          ; Realizo la precarga del timer 0.
wait
btfss GPIO,1            ; Paso por cero ?.
goto question            ; NO.
bcf GPIO,2              ; Apago salida.
call temporizar          ; Espero el tiempo necesario antes de activar la salida.
bsf GPIO,2              ; Activo salida.
; Pregunto si fin del paso por cero.
paso_aun
btfsc GPIO,1            ; Sigo en el paso por cero ?.
goto paso_aun            ; NO.
goto prec1
;*****

;Rango 2
vuelta_1
bsf GPIO,0              ; Mando el pulso al PIC12F675 para indicarle que se ha recibido el rango.
prec2
call precarga_2          ; Realizo la precarga.
wait_1
btfss GPIO,1            ; Paso por cero ?.
goto question_1          ; NO.
bcf GPIO,2              ; Apago salida.
call temporizar          ; Espero el tiempo necesario antes de activar la salida.
bsf GPIO,2              ; Activo salida.
; Pregunto si fin del paso por cero.
paso_aun_1
btfsc GPIO,1            ; Sigo en el paso por cero ?.
goto paso_aun_1          ; NO.
goto prec2
;*****

;Rango 3

vuelta_2
bsf GPIO,0              ; Mando el pulso al PIC12F675 para indicarle que se han recibido los pulsos y el pulso final.
wait_2
```



```

btfss GPIO,1          ; Paso por cero ?.
goto wait_2
bsf GPIO,2             ; Enciendo salida.
goto question_2        ; Espero a que se ordene apagar la bombilla.
,*****
; Preguntas de si me llegan nuevos pulsos mientras realizo PWM.
question
btfsc GPIO,4           ; Apagar bombilla ?.
goto wait
wait_zero
btfsc GPIO,5
goto wait
; GP4 y GP5 son 0 -> Apagar la bombilla.
wait_zero4
btfss GPIO,1           ; Paso por cero ?.
goto wait_zero4
bcf GPIO,2             ; Apago salida.
bcf GPIO,0             ; Fin de pulso de OK.
goto begin
,*****
question_1
btfsc GPIO,5           ; Apagar bombilla ?.
goto wait_1
wait_zero1
btfsc GPIO,4
goto wait_1
; GP4 y GP5 son 0 -> Apagar la bombilla.
wait_zero5
btfss GPIO,1           ; Paso por cero ?.
goto wait_zero5
bcf GPIO,2             ; Apago salida.
bcf GPIO,0             ; Fin de pulso de OK.
goto begin
,*****
question_2
btfsc GPIO,4           ; Espero a la orden de apagar la bombilla.
goto question_2
wait_zero2
btfsc GPIO,5
goto wait_zero2
; GP4 y GP5 son 0 -> Apagar la bombilla.
wait_zero6
btfss GPIO,1           ; Paso por cero ?.
goto wait_zero6
bcf GPIO,2             ; Apago salida.
bcf GPIO,0             ; OK.
goto begin

,*****
; SUBROUTINAS
,*****
temporizar           ; Después de cambiar el estado de la salida espero a que la entrada se estabilice.
clrf TMR0              ; Inicio timer 0.
bucle
```



```
movf TMR0,w          ; Cuento 63 x 16 = 1008us = 1ms.
xorlw .63
btfss STATUS,Z       ; Se ha contado 1 ms?.
goto bucle_9         ; NO-> pregunto por las entradas de rango.
bcf STATUS,Z         ; SI-> sigo con la cuenta.
goto seguir
bucle_9
btfsc GPIO,4         ; GP4==0?
goto bucle           ; NO
btfsc GPIO,5         ; GP5==0?
goto bucle           ; NO
goto back            ; SI -> apagar la bombilla
seguir
decfsz contador,1    ; Decremento el contador.
goto temporizar      ; No se ha acabado la cuenta.
back
retlw 0x00
,*****
,*****
temporizar_ini
clrf TMR0            ; Inicio timer 0.
bucle_1
movf TMR0,w          ; Cuento 16 x 2= 32us.
xorlw .2
btfss STATUS,Z
goto bucle_1
bcf STATUS,Z
retlw 0x00
,*****
,*****
precarga_1
movlw 0x05           ; Precarga del rango 1 (5 ms) -> 50%.
movwf contador
retlw 0x00
,*****
precarga_2
movlw 0x03           ; Precarga del rango 2 (3 ms) -> 70%.
movwf contador
retlw 0x00
,*****
,*****
END
```



Anexo 6: Hojas de catálogo



PIC12F508/509/16F505

8/14-Pin, 8-Bit Flash Microcontrollers

Devices Included In This Data Sheet:

- PIC12F508
- PIC12F509
- PIC16F505

High-Performance RISC CPU:

- Only 33 Single-Word Instructions to Learn
- All Single-Cycle Instructions Except for Program Branches, which are Two-Cycle
- 12-Bit Wide Instructions
- 2-Level Deep Hardware Stack
- Direct, Indirect and Relative Addressing modes for Data and Instructions
- 8-Bit Wide Data Path
- 8 Special Function Hardware Registers
- Operating Speed:
 - DC – 20 MHz clock input (PIC16F505 only)
 - DC – 200 ns instruction cycle (PIC16F505 only)
 - DC – 4 MHz clock input
 - DC – 1000 ns instruction cycle

Special Microcontroller Features:

- 4 MHz Precision Internal Oscillator:
 - Factory calibrated to $\pm 1\%$
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
- In-Circuit Debugging (ICD) Support
- Power-On Reset (POR)
- Device Reset Timer (DRT)
- Watchdog Timer (WDT) with Dedicated On-Chip RC Oscillator for Reliable Operation
- Programmable Code Protection
- Multiplexed $\overline{\text{MCLR}}$ Input Pin
- Internal Weak Pull-Ups on I/O Pins
- Power-Saving Sleep mode
- Wake-Up from Sleep on Pin Change
 - Selectable Oscillator Options:
 - INTRC: 4 MHz precision Internal oscillator
 - EXTRC: External low-cost RC oscillator
 - XT: Standard crystal/resonator
 - HS: High-speed crystal/resonator (PIC16F505 only)
 - LP: Power-saving, low-frequency crystal
 - EC: High-speed external clock input (PIC16F505 only)

Low-Power Features/CMOS Technology:

- Operating Current:
 - $< 175 \mu\text{A}$ @ 2V, 4 MHz, typical
- Standby Current:
 - 100 nA @ 2V, typical
- Low-Power, High-Speed Flash Technology:
 - 100,000 Flash endurance
 - > 40 year retention
- Fully Static Design
- Wide Operating Voltage Range: 2.0V to 5.5V
- Wide Temperature Range:
 - Industrial: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
 - Extended: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

Peripheral Features (PIC12F508/509):

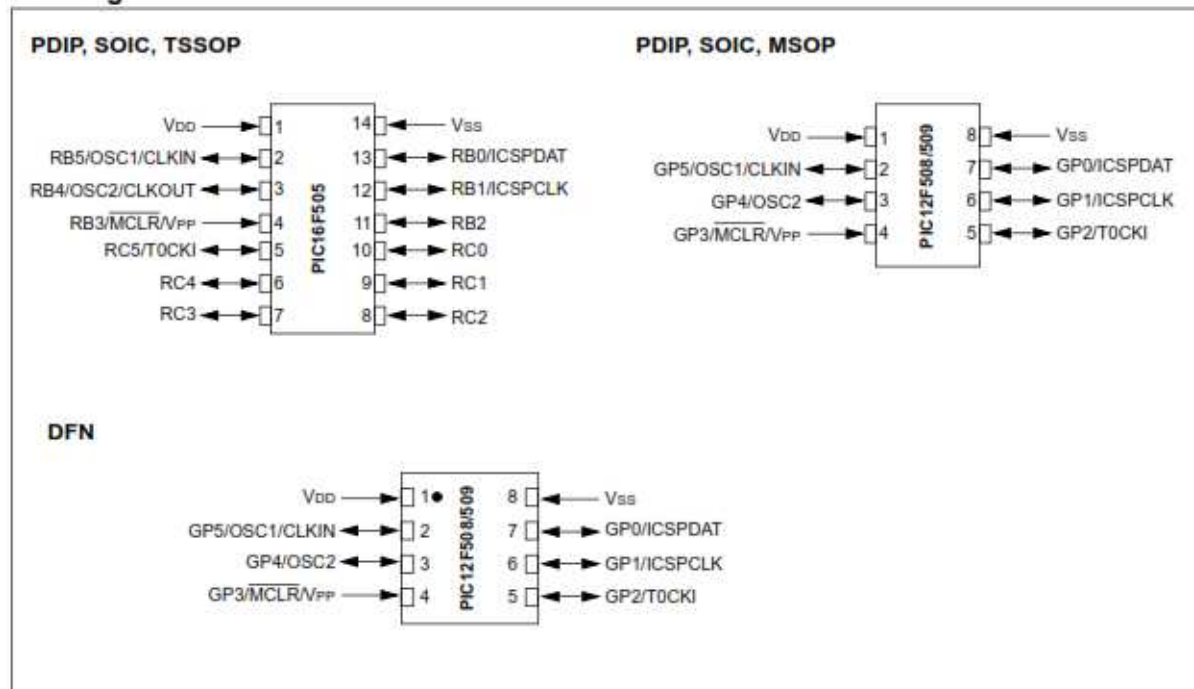
- 6 I/O Pins:
 - 5 I/O pins with individual direction control
 - 1 input only pin
 - High current sink/source for direct LED drive
 - Wake-on-change
 - Weak pull-ups
- 8-Bit Real-Time Clock/Counter (TMR0) with 8-Bit Programmable Prescaler

Peripheral Features (PIC16F505):

- 12 I/O Pins:
 - 11 I/O pins with individual direction control
 - 1 input only pin
 - High current sink/source for direct LED drive
 - Wake-on-change
 - Weak pull-ups
- 8-Bit Real-Time Clock/Counter (TMR0) with 8-Bit Programmable Prescaler

PIC12F508/509/16F505

Pin Diagrams



Device	Program Memory	Data Memory	I/O	Timers 8-bit
	Flash (words)	SRAM (bytes)		
PIC12F508	512	25	6	1
PIC12F509	1024	41	6	1
PIC16F505	1024	72	12	1

PIC12F508/509/16F505

4.4 STATUS Register

This register contains the arithmetic status of the ALU, the Reset status and the page preselect bit.

The STATUS register can be the destination for any instruction, as with any other register. If the STATUS register is the destination for an instruction that affects the Z, DC or C bits, then the write to these three bits is disabled. These bits are set or cleared according to the device logic. Furthermore, the \overline{TO} and \overline{PD} bits are not writable. Therefore, the result of an instruction with the STATUS register as destination may be different than intended.

For example, `CLRF STATUS`, will clear the upper three bits and set the Z bit. This leaves the STATUS register as `000u u1uu` (where u = unchanged).

Therefore, it is recommended that only `BCF`, `BSF` and `MOVWF` instructions be used to alter the STATUS register. These instructions do not affect the Z, DC or C bits from the STATUS register. For other instructions which do affect Status bits, see **Section 8.0 "Instruction Set Summary"**.

REGISTER 4-1: STATUS REGISTER (ADDRESS: 03h) (PIC12F508/509)

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-1	R-1	R/W-x	R/W-x	R/W-x
GPWUF	—	PA0	\overline{TO}	\overline{PD}	Z	DC	C
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit

W = Writable bit

U = Unimplemented bit, read as '0'

-n = Value at POR

'1' = Bit is set

'0' = Bit is cleared

x = Bit is unknown

bit 7	GPWUF: GPIO Reset bit 1 = Reset due to wake-up from Sleep on pin change 0 = After power-up or other Reset
bit 6	Reserved: Do not use
bit 5	PA0: Program Page Preselect bits ⁽¹⁾ 1 = Page 1 (200h-3FFh) 0 = Page 0 (000h-1FFh) Each page is 512 bytes. Using the PA0 bit as a general purpose read/write bit in devices which do not use it for program page preselect is not recommended, since this may affect upward compatibility with future products.
bit 4	\overline{TO}: Time-Out bit 1 = After power-up, <code>CLRWDT</code> instruction, or <code>SLEEP</code> instruction 0 = A WDT time-out occurred
bit 3	\overline{PD}: Power-Down bit 1 = After power-up or by the <code>CLRWDT</code> instruction 0 = By execution of the <code>SLEEP</code> instruction
bit 2	Z: Zero bit 1 = The result of an arithmetic or logic operation is zero 0 = The result of an arithmetic or logic operation is not zero
bit 1	DC: Digit Carry/Borrow bit (for <code>ADDWF</code> and <code>SUBWF</code> instructions) <u>ADDWF:</u> 1 = A carry from the 4th low-order bit of the result occurred 0 = A carry from the 4th low-order bit of the result did not occur <u>SUBWF:</u> 1 = A borrow from the 4th low-order bit of the result did not occur 0 = A borrow from the 4th low-order bit of the result occurred
bit 0	C: Carry/Borrow bit (for <code>ADDWF</code> , <code>SUBWF</code> and <code>RRF</code> , <code>RLF</code> instructions) <u>ADDWF:</u> 1 = A carry occurred 0 = A carry did not occur <u>SUBWF:</u> 1 = A borrow did not occur 0 = A borrow occurred <u>RRF OR RLF:</u> Load bit with LSb or MSb, respectively

Note 1: This bit is used on the PIC12F509. For code compatibility do not use this bit on the PIC12F508.

PIC12F508/509/16F505

4.5 Option Register

The Option register is a 8-bit wide, write-only register, which contains various control bits to configure the Timer0/WDT prescaler and Timer0.

By executing the `OPTION` instruction, the contents of the W register will be transferred to the Option register. A Reset sets the Option<7:0> bits.

Note: If TRIS bit is set to '0', the wake-up on change and pull-up functions are disabled for that pin (i.e., note that TRIS overrides Option control of `GPPU/RBPU` and `GPWU/RBWU`).

Note: If the T0CS bit is set to '1', it will override the TRIS function on the T0CKI pin.

REGISTER 4-3: OPTION REGISTER (PIC12F508/509)

W-1	W-1	W-1	W-1	W-1	W-1	W-1	W-1
GPWU	GPPU	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0
bit 7							bit 0

- bit 7 **GPWU:** Enable Wake-up on Pin Change bit (GP0, GP1, GP3)
1 = Disabled
0 = Enabled
- bit 6 **GPPU:** Enable Weak Pull-ups bit (GP0, GP1, GP3)
1 = Disabled
0 = Enabled
- bit 5 **T0CS:** Timer0 Clock Source Select bit
1 = Transition on T0CKI pin (overrides TRIS on the T0CKI pin)
0 = Transition on internal instruction cycle clock, FOSC/4
- bit 4 **T0SE:** Timer0 Source Edge Select bit
1 = Increment on high-to-low transition on the T0CKI pin
0 = Increment on low-to-high transition on the T0CKI pin
- bit 3 **PSA:** Prescaler Assignment bit
1 = Prescaler assigned to the WDT
0 = Prescaler assigned to Timer0
- bit 2-0 **PS<2:0>:** Prescaler Rate Select bits

Bit Value	Timer0 Rate	WDT Rate
000	1 : 2	1 : 1
001	1 : 4	1 : 2
010	1 : 8	1 : 4
011	1 : 16	1 : 8
100	1 : 32	1 : 16
101	1 : 64	1 : 32
110	1 : 128	1 : 64
111	1 : 256	1 : 128

Legend:

R = Readable bit W = Writable bit U = Unimplemented bit, read as '0'
-n = Value at POR '1' = Bit is set '0' = Bit is cleared x = Bit is unknown

PIC12F508/509/16F505

10.1 DC Characteristics: PIC12F508/509/16F505 (Industrial)

DC Characteristics			Standard Operating Conditions (unless otherwise specified) Operating Temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ (Industrial)				
Param No.	Sym.	Characteristic	Min.	Typ ⁽¹⁾	Max.	Units	Conditions
D001	VDD	Supply Voltage	2.0		5.5	V	See Figure 10-1
D002	VDR	RAM Data Retention Voltage ⁽²⁾	—	1.5*	—	V	Device in Sleep mode
D003	VPOR	VDD Start Voltage to ensure Power-on Reset	—	VSS	—	V	See Section 7.4 "Power-on Reset (POR)" for details
D004	SVDD	VDD Rise Rate to ensure Power-on Reset	0.05*	—	—	V/ms	See Section 7.4 "Power-on Reset (POR)" for details
D010	IDD	Supply Current ^(3,4)	—	175	275	μA	FOSC = 4 MHz, VDD = 2.0V
			—	0.625	1.1	mA	FOSC = 4 MHz, VDD = 5.0V
			—	500	650	μA	FOSC = 10 MHz, VDD = 3.0V
			—	1.5	2.2	mA	FOSC = 20 MHz, VDD = 5.0V (PIC16F505 only)
			—	11	20	μA	FOSC = 32 kHz, VDD = 2.0V
			—	38	54	μA	FOSC = 32 kHz, VDD = 5.0V
D020	IPD	Power-down Current ⁽⁵⁾	—	0.1	1.2	μA	VDD = 2.0V
			—	0.35	2.4	μA	VDD = 5.0V
D022	IWDT	WDT Current ⁽⁵⁾	—	1.0	3.0	μA	VDD = 2.0V
			—	7.0	16.0	μA	VDD = 5.0V

* These parameters are characterized but not tested.

- Note 1:** Data in the Typical ("Typ") column is based on characterization results at 25°C. This data is for design guidance only and is not tested.
- 2:** This is the limit to which VDD can be lowered in Sleep mode without losing RAM data.
- 3:** The supply current is mainly a function of the operating voltage and frequency. Other factors such as bus loading, oscillator type, bus rate, internal code execution pattern and temperature also have an impact on the current consumption.
- 4:** The test conditions for all IDD measurements in active operation mode are:
OSC1 = external square wave, from rail-to-rail; all I/O pins tri-stated, pulled to VSS, T0CKI = VDD, MCLR = VDD; WDT enabled/disabled as specified.
- 5:** For standby current measurements, the conditions are the same as IDD, except that the device is in Sleep mode. If a module current is listed, the current is for that specific module enabled and the device in Sleep.



PIC12F629/675

8-Pin Flash-Based 8-Bit CMOS Microcontroller

High-Performance RISC CPU:

- Only 35 Instructions to Learn
 - All single-cycle instructions except branches
- Operating Speed:
 - DC – 20 MHz oscillator/clock input
 - DC – 200 ns instruction cycle
- Interrupt Capability
- 8-Level Deep Hardware Stack
- Direct, Indirect, and Relative Addressing modes

Special Microcontroller Features:

- Internal and External Oscillator Options
 - Precision Internal 4 MHz oscillator factory calibrated to $\pm 1\%$
 - External Oscillator support for crystals and resonators
 - 5 μ s wake-up from Sleep, 3.0V, typical
- Power-Saving Sleep mode
- Wide Operating Voltage Range – 2.0V to 5.5V
- Industrial and Extended Temperature Range
- Low-Power Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Brown-out Detect (BOD)
- Watchdog Timer (WDT) with Independent Oscillator for Reliable Operation
- Multiplexed MCLR/Input Pin
- Interrupt-on-Pin Change
- Individual Programmable Weak Pull-ups
- Programmable Code Protection
- High Endurance Flash/EEPROM Cell
 - 100,000 write Flash endurance
 - 1,000,000 write EEPROM endurance
 - Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years

Low-Power Features:

- Standby Current:
 - 1 nA @ 2.0V, typical
- Operating Current:
 - 8.5 μ A @ 32 kHz, 2.0V, typical
 - 100 μ A @ 1 MHz, 2.0V, typical
- Watchdog Timer Current
 - 300 nA @ 2.0V, typical
- Timer1 Oscillator Current:
 - 4 μ A @ 32 kHz, 2.0V, typical

Peripheral Features:

- 6 I/O Pins with Individual Direction Control
- High Current Sink/Source for Direct LED Drive
- Analog Comparator module with:
 - One analog comparator
 - Programmable on-chip comparator voltage reference (CVREF) module
 - Programmable input multiplexing from device inputs
 - Comparator output is externally accessible
- Analog-to-Digital Converter module (PIC12F675):
 - 10-bit resolution
 - Programmable 4-channel input
 - Voltage reference input
- Timer0: 8-Bit Timer/Counter with 8-Bit Programmable Prescaler
- Enhanced Timer1:
 - 16-bit timer/counter with prescaler
 - External Gate Input mode
 - Option to use OSC1 and OSC2 in LP mode as Timer1 oscillator, if INTOSC mode selected
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins

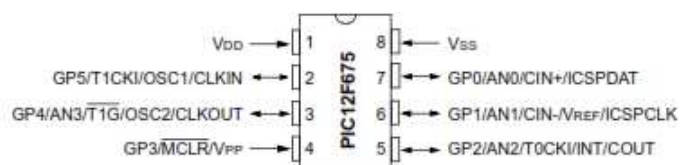
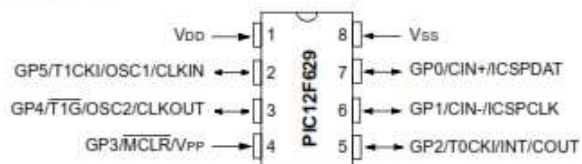
Device	Program Memory	Data Memory		I/O	10-bit A/D (ch)	Comparators	Timers 8/16-bit
	FLASH (words)	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)				
PIC12F629	1024	64	128	6	–	1	1/1
PIC12F675	1024	64	128	6	4	1	1/1

* 8-bit, 8-pin devices protected by Microchip's Low Pin Count Patent: U.S. Patent No. 5,847,450. Additional U.S. and foreign patents and applications may be issued or pending.

PIC12F629/675

Pin Diagrams

8-pin PDIP, SOIC, DFN-S, DFN



PIC12F629/675

2.2.2.1 STATUS Register

The STATUS register, shown in Register 2-1, contains:

- the arithmetic status of the ALU
- the Reset status
- the bank select bits for data memory (SRAM)

The STATUS register can be the destination for any instruction, like any other register. If the STATUS register is the destination for an instruction that affects the Z, DC or C bits, then the write to these three bits is disabled. These bits are set or cleared according to the device logic. Furthermore, the \overline{TO} and \overline{PD} bits are not writable. Therefore, the result of an instruction with the STATUS register as destination may be different than intended.

For example, `CLRF STATUS` will clear the upper three bits and set the Z bit. This leaves the STATUS register as `000u u1uu` (where u = unchanged).

It is recommended, therefore, that only `BCF`, `BSF`, `SWAPF` and `MOVWF` instructions are used to alter the STATUS register, because these instructions do not affect any Status bits. For other instructions not affecting any Status bits, see the "Instruction Set Summary".

Note 1: Bits IRP and RP1 (STATUS<7:6>) are not used by the PIC12F629/675 and should be maintained as clear. Use of these bits is not recommended, since this may affect upward compatibility with future products.

2: The C and DC bits operate as a Borrow and Digit Borrow out bit, respectively, in subtraction. See the `SUBLW` and `SUBWF` instructions for examples.

REGISTER 2-1: STATUS: STATUS REGISTER (ADDRESS: 03h OR 83h)

Reserved	Reserved	R/W-0	R-1	R-1	R/W-x	R/W-x	R/W-x
IRP	RP1	RP0	\overline{TO}	\overline{PD}	Z	DC	C
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit	W = Writable bit	U = Unimplemented bit, read as '0'
-n = Value at POR	'1' = Bit is set	'0' = Bit is cleared
		x = Bit is unknown

bit 7	IRP: This bit is reserved and should be maintained as '0'
bit 6	RP1: This bit is reserved and should be maintained as '0'
bit 5	RP0: Register Bank Select bit (used for direct addressing) 0 = Bank 0 (00h - 7Fh) 1 = Bank 1 (80h - FFh)
bit 4	\overline{TO}: Time-out bit 1 = After power-up, <code>CLRWDT</code> instruction, or <code>SLEEP</code> instruction 0 = A WDT Time-out occurred
bit 3	\overline{PD}: Power-down bit 1 = After power-up or by the <code>CLRWDT</code> instruction 0 = By execution of the <code>SLEEP</code> instruction
bit 2	Z: Zero bit 1 = The result of an arithmetic or logic operation is zero 0 = The result of an arithmetic or logic operation is not zero
bit 1	DC: Digit carry/borrow bit (<code>ADDWF</code> , <code>ADDLW</code> , <code>SUBLW</code> , <code>SUBWF</code> instructions) For borrow, the polarity is reversed. 1 = A carry-out from the 4th low order bit of the result occurred 0 = No carry-out from the 4th low order bit of the result
bit 0	C: Carry/borrow bit (<code>ADDWF</code> , <code>ADDLW</code> , <code>SUBLW</code> , <code>SUBWF</code> instructions) 1 = A carry-out from the Most Significant bit of the result occurred 0 = No carry-out from the Most Significant bit of the result occurred
Note:	For borrow the polarity is reversed. A subtraction is executed by adding the two's complement of the second operand. For rotate (<code>RRF</code> , <code>RLF</code>) instructions, this bit is loaded with either the high or low order bit of the source register.

PIC12F629/675

2.2.2.2 OPTION Register

The OPTION register is a readable and writable register, which contains various control bits to configure:

- TMR0/WDT prescaler
- External GP2/INT interrupt
- TMR0
- Weak pull-ups on GPIO

Note: To achieve a 1:1 prescaler assignment for TMR0, assign the prescaler to the WDT by setting PSA bit to '1' (OPTION<3>). See Section 4.4 "Prescaler".

REGISTER 2-2: OPTION_REG: OPTION REGISTER (ADDRESS: 81h)

R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1
GPPU	INTEDG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit

W = Writable bit

U = Unimplemented bit, read as '0'

-n = Value at POR

'1' = Bit is set

'0' = Bit is cleared

x = Bit is unknown

- bit 7 **GPPU:** GPIO Pull-up Enable bit
1 = GPIO pull-ups are disabled
0 = GPIO pull-ups are enabled by individual PORT latch values
- bit 6 **INTEDG:** Interrupt Edge Select bit
1 = Interrupt on rising edge of GP2/INT pin
0 = Interrupt on falling edge of GP2/INT pin
- bit 5 **T0CS:** TMR0 Clock Source Select bit
1 = Transition on GP2/T0CKI pin
0 = Internal instruction cycle clock (CLKOUT)
- bit 4 **T0SE:** TMR0 Source Edge Select bit
1 = Increment on high-to-low transition on GP2/T0CKI pin
0 = Increment on low-to-high transition on GP2/T0CKI pin
- bit 3 **PSA:** Prescaler Assignment bit
1 = Prescaler is assigned to the WDT
0 = Prescaler is assigned to the TIMER0 module
- bit 2-0 **PS2:PS0:** Prescaler Rate Select bits

Bit Value	TMR0 Rate	WDT Rate
000	1 : 2	1 : 1
001	1 : 4	1 : 2
010	1 : 8	1 : 4
011	1 : 16	1 : 8
100	1 : 32	1 : 16
101	1 : 64	1 : 32
110	1 : 128	1 : 64
111	1 : 256	1 : 128

PIC12F629/675

REGISTER 2-3: INTCON: INTERRUPT CONTROL REGISTER (ADDRESS: 0Bh OR 8Bh)

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
GIE	PEIE	T0IE	INTE	GPIE	T0IF	INTF	GPIF
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit	W = Writable bit	U = Unimplemented bit, read as '0'
-n = Value at POR	'1' = Bit is set	'0' = Bit is cleared
		x = Bit is unknown

bit 7	GIE: Global Interrupt Enable bit 1 = Enables all unmasked interrupts 0 = Disables all interrupts
bit 6	PEIE: Peripheral Interrupt Enable bit 1 = Enables all unmasked peripheral interrupts 0 = Disables all peripheral interrupts
bit 5	T0IE: TMR0 Overflow Interrupt Enable bit 1 = Enables the TMR0 interrupt 0 = Disables the TMR0 interrupt
bit 4	INTE: GP2/INT External Interrupt Enable bit 1 = Enables the GP2/INT external interrupt 0 = Disables the GP2/INT external interrupt
bit 3	GPIE: Port Change Interrupt Enable bit ⁽¹⁾ 1 = Enables the GPIO port change interrupt 0 = Disables the GPIO port change interrupt
bit 2	T0IF: TMR0 Overflow Interrupt Flag bit ⁽²⁾ 1 = TMR0 register has overflowed (must be cleared in software) 0 = TMR0 register did not overflow
bit 1	INTF: GP2/INT External Interrupt Flag bit 1 = The GP2/INT external interrupt occurred (must be cleared in software) 0 = The GP2/INT external interrupt did not occur
bit 0	GPIF: Port Change Interrupt Flag bit 1 = When at least one of the GP5:GP0 pins changed state (must be cleared in software) 0 = None of the GP5:GP0 pins have changed state

Note 1: IOC register must also be enabled to enable an interrupt-on-change.

Note 2: T0IF bit is set when TIMER0 rolls over. TIMER0 is unchanged on Reset and should be initialized before clearing T0IF bit.

PIC12F629/675

2.2.2.4 PIE1 Register

The PIE1 register contains the interrupt enable bits, as shown in Register 2-4.

Note: Bit PEIE (INTCON<6>) must be set to enable any peripheral interrupt.

REGISTER 2-4: PIE1: PERIPHERAL INTERRUPT ENABLE REGISTER 1 (ADDRESS: 8Ch)

R/W-0	R/W-0	U-0	U-0	R/W-0	U-0	U-0	R/W-0
EEIE	ADIE	—	—	CMIE	—	—	TMR1IE
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit W = Writable bit U = Unimplemented bit, read as '0'
-n = Value at POR '1' = Bit is set '0' = Bit is cleared x = Bit is unknown

- bit 7 **EEIE:** EE Write Complete Interrupt Enable bit
1 = Enables the EE write complete interrupt
0 = Disables the EE write complete interrupt
- bit 6 **ADIE:** A/D Converter Interrupt Enable bit (PIC12F675 only)
1 = Enables the A/D converter interrupt
0 = Disables the A/D converter interrupt
- bit 5-4 **Unimplemented:** Read as '0'
- bit 3 **CMIE:** Comparator Interrupt Enable bit
1 = Enables the comparator interrupt
0 = Disables the comparator interrupt
- bit 2-1 **Unimplemented:** Read as '0'
- bit 0 **TMR1IE:** TMR1 Overflow Interrupt Enable bit
1 = Enables the TMR1 overflow interrupt
0 = Disables the TMR1 overflow interrupt

PIC12F629/675

2.2.2.5 PIR1 Register

The PIR1 register contains the interrupt flag bits, as shown in Register 2-5.

Note: Interrupt flag bits are set when an interrupt condition occurs, regardless of the state of its corresponding enable bit or the global enable bit, GIE (INTCON<7>). User software should ensure the appropriate interrupt flag bits are clear prior to enabling an interrupt.

REGISTER 2-5: PIR1: PERIPHERAL INTERRUPT REGISTER 1 (ADDRESS: 0Ch)

R/W-0	R/W-0	U-0	U-0	R/W-0	U-0	U-0	R/W-0
EEIF	ADIF	—	—	CMIF	—	—	TMR1IF
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit W = Writable bit U = Unimplemented bit, read as '0'
-n = Value at POR '1' = Bit is set '0' = Bit is cleared x = Bit is unknown

- bit 7 **EEIF:** EEPROM Write Operation Interrupt Flag bit
1 = The write operation completed (must be cleared in software)
0 = The write operation has not completed or has not been started
- bit 6 **ADIF:** A/D Converter Interrupt Flag bit (PIC12F675 only)
1 = The A/D conversion is complete (must be cleared in software)
0 = The A/D conversion is not complete
- bit 5-4 **Unimplemented:** Read as '0'
- bit 3 **CMIF:** Comparator Interrupt Flag bit
1 = Comparator input has changed (must be cleared in software)
0 = Comparator input has not changed
- bit 2-1 **Unimplemented:** Read as '0'
- bit 0 **TMR1IF:** TMR1 Overflow Interrupt Flag bit
1 = TMR1 register overflowed (must be cleared in software)
0 = TMR1 register did not overflow

PIC12F629/675

REGISTER 5-1: T1CON: TIMER1 CONTROL REGISTER (ADDRESS: 10h)

U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	TMR1GE	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	T1SYNC	TMR1CS	TMR1ON
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit

W = Writable bit

U = Unimplemented bit, read as '0'

-n = Value at POR

'1' = Bit is set

'0' = Bit is cleared

x = Bit is unknown

bit 7 **Unimplemented:** Read as '0'

bit 6 **TMR1GE:** Timer1 Gate Enable bit

If TMR1ON = 0:

This bit is ignored

If TMR1ON = 1:

1 = Timer1 is on if T1G pin is low

0 = Timer1 is on

bit 5-4 **T1CKPS1:T1CKPS0:** Timer1 Input Clock Prescale Select bits

11 = 1:8 Prescale Value

10 = 1:4 Prescale Value

01 = 1:2 Prescale Value

00 = 1:1 Prescale Value

bit 3 **T1OSCEN:** LP Oscillator Enable Control bit

If INTOSC without CLKOUT oscillator is active:

1 = LP oscillator is enabled for Timer1 clock

0 = LP oscillator is off

Else:

This bit is ignored

bit 2 **T1SYNC:** Timer1 External Clock Input Synchronization Control bit

TMR1CS = 1:

1 = Do not synchronize external clock input

0 = Synchronize external clock input

TMR1CS = 0:

This bit is ignored. Timer1 uses the internal clock.

bit 1 **TMR1CS:** Timer1 Clock Source Select bit

1 = External clock from T1OSO/T1CKI pin (on the rising edge)

0 = Internal clock (FOSC/4)

bit 0 **TMR1ON:** Timer1 On bit

1 = Enables Timer1

0 = Stops Timer1

PIC12F629/675

4.0 TIMER0 MODULE

The Timer0 module timer/counter has the following features:

- 8-bit timer/counter
- Readable and writable
- 8-bit software programmable prescaler
- Internal or external clock select
- Interrupt on overflow from FFh to 00h
- Edge select for external clock

Figure 4-1 is a block diagram of the Timer0 module and the prescaler shared with the WDT.

Note: Additional information on the Timer0 module is available in the PIC® Mid-Range Reference Manual, (DS33023).

4.1 Timer0 Operation

Timer mode is selected by clearing the T0CS bit (OPTION_REG<5>). In Timer mode, the Timer0 module will increment every instruction cycle (without prescaler). If TMR0 is written, the increment is inhibited for the following two instruction cycles. The user can work around this by writing an adjusted value to the TMR0 register.

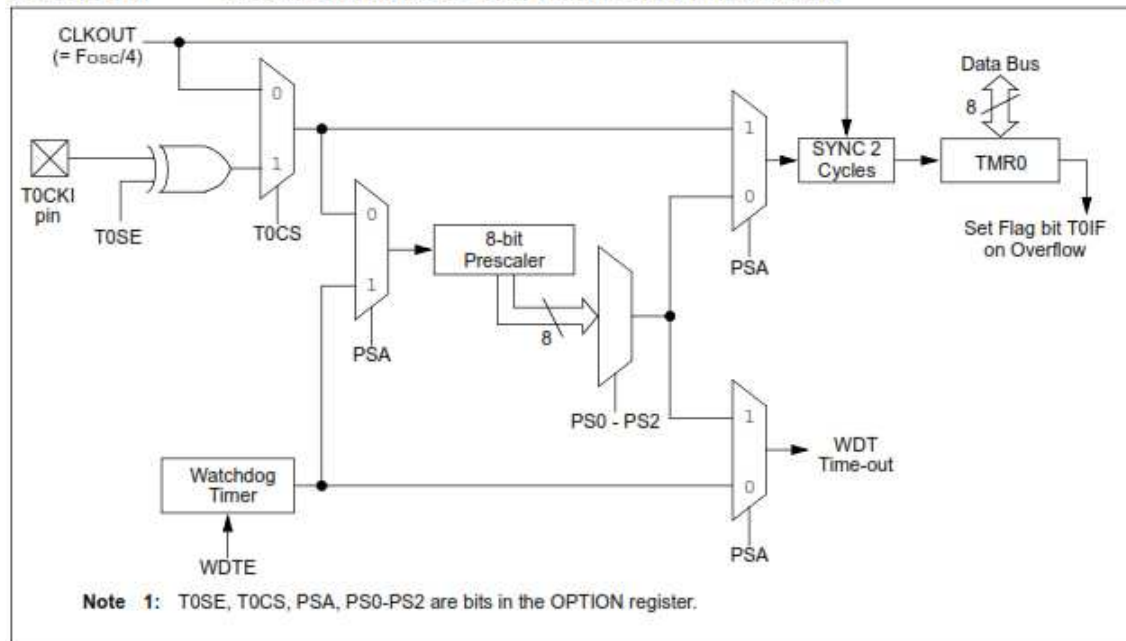
Counter mode is selected by setting the T0CS bit (OPTION_REG<5>). In this mode, the Timer0 module will increment either on every rising or falling edge of pin GP2/T0CKI. The incrementing edge is determined by the source edge (T0SE) control bit (OPTION_REG<4>). Clearing the T0SE bit selects the rising edge.

Note: Counter mode has specific external clock requirements. Additional information on these requirements is available in the PIC® Mid-Range Reference Manual, (DS33023).

4.2 Timer0 Interrupt

A Timer0 interrupt is generated when the TMR0 register timer/counter overflows from FFh to 00h. This overflow sets the T0IF bit. The interrupt can be masked by clearing the T0IE bit (INTCON<5>). The T0IF bit (INTCON<2>) must be cleared in software by the Timer0 module Interrupt Service Routine before re-enabling this interrupt. The Timer0 interrupt cannot wake the processor from Sleep since the timer is shut-off during Sleep.

FIGURE 4-1: BLOCK DIAGRAM OF THE TIMER0/WDT PRESCALER



PIC12F629/675

When no prescaler is used, the external clock input is the same as the prescaler output. The synchronization of T0CKI, with the internal phase clocks, is accomplished by sampling the prescaler output on the Q2 and Q4 cycles of the internal phase clocks. Therefore, it is necessary for T0CKI to be high for at least 2TOSC (and

Note: The ANSEL (9Fh) and CMCON (19h) registers must be initialized to configure an analog channel as a digital input. Pins configured as analog inputs will read '0'. The ANSEL register is defined for the PIC12F675.

REGISTER 4-1: OPTION_REG: OPTION REGISTER (ADDRESS: 81h)

R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1
GPPU	INTEDG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit W = Writable bit U = Unimplemented bit, read as '0'
-n = Value at POR '1' = Bit is set '0' = Bit is cleared x = Bit is unknown

- bit 7 **GPPU:** GPIO Pull-up Enable bit
1 = GPIO pull-ups are disabled
0 = GPIO pull-ups are enabled by individual PORT latch values
- bit 6 **INTEDG:** Interrupt Edge Select bit
1 = Interrupt on rising edge of GP2/INT pin
0 = Interrupt on falling edge of GP2/INT pin
- bit 5 **T0CS:** TMR0 Clock Source Select bit
1 = Transition on GP2/T0CK pin
0 = Internal instruction cycle clock (CLKOUT)
- bit 4 **T0SE:** TMR0 Source Edge Select bit
1 = Increment on high-to-low transition on GP2/T0CKI pin
0 = Increment on low-to-high transition on GP2/T0CKI pin
- bit 3 **PSA:** Prescaler Assignment bit
1 = Prescaler is assigned to the WDT
0 = Prescaler is assigned to the TIMER0 module
- bit 2-0 **PS2:PS0:** Prescaler Rate Select bits

Bit Value	TMR0 Rate	WDT Rate
000	1 : 2	1 : 1
001	1 : 4	1 : 2
010	1 : 8	1 : 4
011	1 : 16	1 : 8
100	1 : 32	1 : 16
101	1 : 64	1 : 32
110	1 : 128	1 : 64
111	1 : 256	1 : 128

PIC12F629/675

4.4 Prescaler

An 8-bit counter is available as a prescaler for the Timer0 module, or as a postscaler for the Watchdog Timer. For simplicity, this counter will be referred to as "prescaler" throughout this Data Sheet. The prescaler assignment is controlled in software by the control bit PSA (OPTION_REG<3>). Clearing the PSA bit will assign the prescaler to Timer0. Prescale values are selectable via the PS2:PS0 bits (OPTION_REG<2:0>).

The prescaler is not readable or writable. When assigned to the Timer0 module, all instructions writing to the TMR0 register (e.g., CLRF 1, MOVWF 1, BSF 1, x...etc.) will clear the prescaler. When assigned to WDT, a CLRWD instruction will clear the prescaler along with the Watchdog Timer.

4.4.1 SWITCHING PRESCALER ASSIGNMENT

The prescaler assignment is fully under software control (i.e., it can be changed "on the fly" during program execution). To avoid an unintended device Reset, the following instruction sequence (Example 4-1) must be executed when changing the prescaler assignment from Timer0 to WDT.

EXAMPLE 4-1: CHANGING PRESCALER (TIMER0→WDT)

```
BCF    STATUS,RP0    ;Bank 0
CLRWD    ;Clear WDT
CLRF    TMR0         ;Clear TMR0 and
                    ; prescaler
BSF     STATUS,RP0    ;Bank 1

MOVLW   b'00101111'  ;Required if desired
MOVWF   OPTION_REG    ; PS2:PS0 is
CLRWD    ; 000 or 001
                    ;
MOVLW   b'00101xxx'   ;Set postscaler to
MOVWF   OPTION_REG    ; desired WDT rate
BCF     STATUS,RP0    ;Bank 0
```

To change prescaler from the WDT to the TMR0 module, use the sequence shown in Example 4-2. This precaution must be taken even if the WDT is disabled.

EXAMPLE 4-2: CHANGING PRESCALER (WDT→TIMER0)

```
CLRWD    ;Clear WDT and
                    ; postscaler
BSF     STATUS,RP0    ;Bank 1

MOVLW   b'xxxx0xxx'   ;Select TMR0,
                    ; prescale, and
MOVWF   OPTION_REG    ; clock source
BCF     STATUS,RP0    ;Bank 0
```

TABLE 4-1: REGISTERS ASSOCIATED WITH TIMER0

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on POR, BOD	Value on all other Resets
01h	TMR0	Timer0 Module Register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
0Bh/8Bh	INTCON	GIE	PEIE	TOIE	INTE	GPIE	TOIF	INTF	GPIF	0000 0000	0000 000u
81h	OPTION_REG	GPPU	INTEDG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0	1111 1111	1111 1111
85h	TRISIO	—	—	TRISIO5	TRISIO4	TRISIO3	TRISIO2	TRISIO1	TRISIO0	--11 1111	--11 1111

Legend: — = Unimplemented locations, read as '0', u = unchanged, x = unknown.
Shaded cells are not used by the Timer0 module.

168

PIC12F629/675

5.1 Timer1 Modes of Operation

Timer1 can operate in one of three modes:

- 16-bit timer with prescaler
- 16-bit synchronous counter
- 16-bit asynchronous counter

In Timer mode, Timer1 is incremented on every instruction cycle. In Counter mode, Timer1 is incremented on the rising edge of the external clock input T1CKI. In addition, the Counter mode clock can be synchronized to the microcontroller system clock or run asynchronously.

In counter and timer modules, the counter/timer clock can be gated by the T1G input.

If an external clock oscillator is needed (and the microcontroller is using the INTOSC w/o CLKOUT), Timer1 can use the LP oscillator as a clock source.

Note: In Counter mode, a falling edge must be registered by the counter prior to the first incrementing rising edge.

5.2 Timer1 Interrupt

The Timer1 register pair (TMR1H:TMR1L) increments to FFFFh and rolls over to 0000h. When Timer1 rolls over, the Timer1 interrupt flag bit (PIR1<0>) is set. To enable the interrupt on rollover, you must set these bits:

- Timer1 interrupt Enable bit (PIE1<0>)
- PEIE bit (INTCON<6>)
- GIE bit (INTCON<7>).

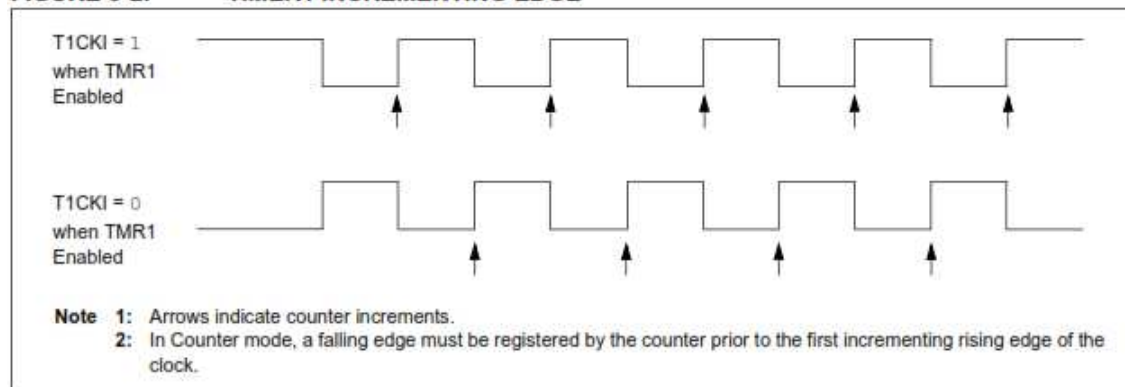
The interrupt is cleared by clearing the TMR1IF in the Interrupt Service Routine.

Note: The TMR1H:TMR1L register pair and the TMR1IF bit should be cleared before enabling interrupts.

5.3 Timer1 Prescaler

Timer1 has four prescaler options allowing 1, 2, 4, or 8 divisions of the clock input. The T1CKPS bits (T1CON<5:4>) control the prescale counter. The prescale counter is not directly readable or writable; however, the prescaler counter is cleared upon a write to TMR1H or TMR1L.

FIGURE 5-2: TIMER1 INCREMENTING EDGE



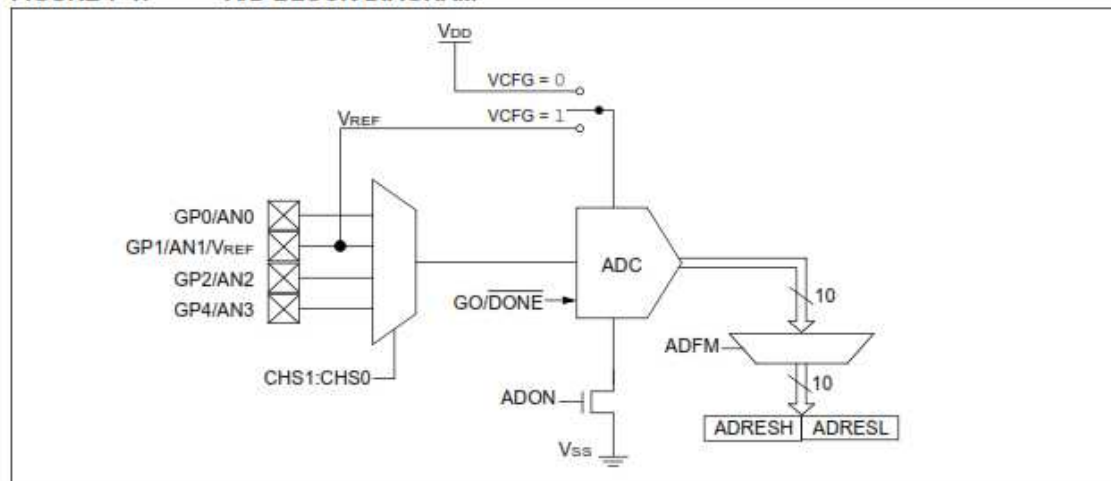
PIC12F629/675

7.0 ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER (A/D) MODULE (PIC12F675 ONLY)

The Analog-to-Digital converter (A/D) allows conversion of an analog input signal to a 10-bit binary representation of that signal. The PIC12F675 has four analog inputs, multiplexed into one sample and hold

circuit. The output of the sample and hold is connected to the input of the converter. The converter generates a binary result via successive approximation and stores the result in a 10-bit register. The voltage reference used in the conversion is software selectable to either VDD or a voltage applied by the VREF pin. Figure 7-1 shows the block diagram of the A/D on the PIC12F675.

FIGURE 7-1: A/D BLOCK DIAGRAM



7.1 A/D Configuration and Operation

There are two registers available to control the functionality of the A/D module:

1. ADCON0 (Register 7-1)
2. ANSEL (Register 7-2)

7.1.1 ANALOG PORT PINS

The ANS3:ANS0 bits (ANSEL<3:0>) and the TRISIO bits control the operation of the A/D port pins. Set the corresponding TRISIO bits to set the pin output driver to its high-impedance state. Likewise, set the corresponding ANS bit to disable the digital input buffer.

Note: Analog voltages on any pin that is defined as a digital input may cause the input buffer to conduct excess current.

7.1.2 CHANNEL SELECTION

There are four analog channels on the PIC12F675, AN0 through AN3. The CHS1:CHS0 bits (ADCON0<3:2>) control which channel is connected to the sample and hold circuit.

7.1.3 VOLTAGE REFERENCE

There are two options for the voltage reference to the A/D converter: either VDD is used, or an analog voltage applied to VREF is used. The VCFG bit (ADCON0<6>)

controls the voltage reference selection. If VCFG is set, then the voltage on the VREF pin is the reference; otherwise, VDD is the reference.

7.1.4 CONVERSION CLOCK

The A/D conversion cycle requires 11 TAD. The source of the conversion clock is software selectable via the ADCS bits (ANSEL<6:4>). There are seven possible clock options:

- FOSC/2
- FOSC/4
- FOSC/8
- FOSC/16
- FOSC/32
- FOSC/64
- FRC (dedicated internal RC oscillator)

For correct conversion, the A/D conversion clock (1/TAD) must be selected to ensure a minimum TAD of 1.6 μ s. Table 7-1 shows a few TAD calculations for selected frequencies.

PIC12F629/675

TABLE 7-1: TAD vs. DEVICE OPERATING FREQUENCIES

A/D Clock Source (TAD)		Device Frequency			
Operation	ADCS2:ADCS0	20 MHz	5 MHz	4 MHz	1.25 MHz
2 TOSC	000	100 ns ⁽²⁾	400 ns ⁽²⁾	500 ns ⁽²⁾	1.6 µs
4 TOSC	100	200 ns ⁽²⁾	800 ns ⁽²⁾	1.0 µs ⁽²⁾	3.2 µs
8 TOSC	001	400 ns ⁽²⁾	1.6 µs	2.0 µs	6.4 µs
16 TOSC	101	800 ns ⁽²⁾	3.2 µs	4.0 µs	12.8 µs ⁽³⁾
32 TOSC	010	1.6 µs	6.4 µs	8.0 µs ⁽³⁾	25.6 µs ⁽³⁾
64 TOSC	110	3.2 µs	12.8 µs ⁽³⁾	16.0 µs ⁽³⁾	51.2 µs ⁽³⁾
A/D RC	x11	2 - 6 µs ^(1,4)	2 - 6 µs ^(1,4)	2 - 6 µs ^(1,4)	2 - 6 µs ^(1,4)

Legend: Shaded cells are outside of recommended range.

Note 1: The A/D RC source has a typical TAD time of 4 µs for VDD > 3.0V.

Note 2: These values violate the minimum required TAD time.

Note 3: For faster conversion times, the selection of another clock source is recommended.

Note 4: When the device frequency is greater than 1 MHz, the A/D RC clock source is only recommended if the conversion will be performed during Sleep.

7.1.5 STARTING A CONVERSION

The A/D conversion is initiated by setting the GO/DONE bit (ADCON0<1>). When the conversion is complete, the A/D module:

- Clears the GO/DONE bit
- Sets the ADIF flag (PIR1<6>)
- Generates an interrupt (if enabled)

If the conversion must be aborted, the GO/DONE bit can be cleared in software. The ADRESH:ADRESL registers will not be updated with the partially complete A/D conversion sample. Instead, the ADRESH:ADRESL registers will retain the value of the

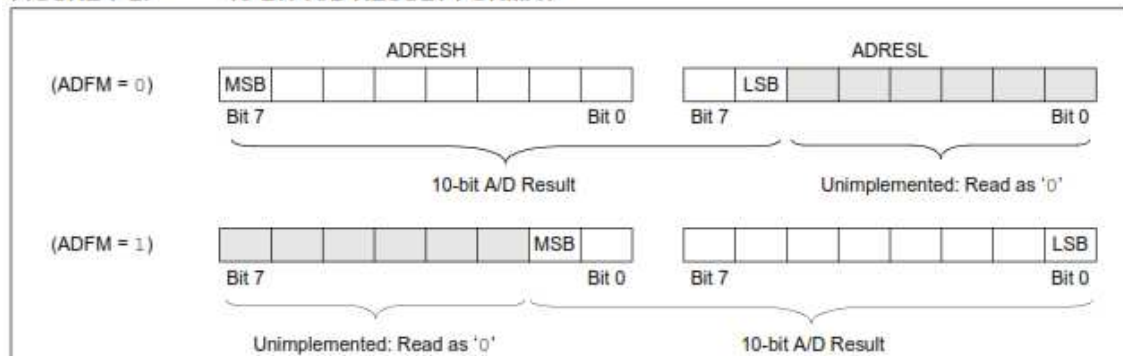
previous conversion. After an aborted conversion, a 2 TAD delay is required before another acquisition can be initiated. Following the delay, an input acquisition is automatically started on the selected channel.

Note: The GO/DONE bit should not be set in the same instruction that turns on the A/D.

7.1.6 CONVERSION OUTPUT

The A/D conversion can be supplied in two formats: left or right shifted. The ADFM bit (ADCON0<7>) controls the output format. Figure 7-2 shows the output formats.

FIGURE 7-2: 10-BIT A/D RESULT FORMAT



PIC12F629/675

REGISTER 7-1: ADCON0: A/D CONTROL REGISTER (ADDRESS: 1Fh)

R/W-0	R/W-0	U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
ADFM	VCFG	—	—	CHS1	CHS0	GO/DONE	ADON
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit

W = Writable bit

U = Unimplemented bit, read as '0'

-n = Value at POR

'1' = Bit is set

'0' = Bit is cleared

x = Bit is unknown

bit 7 **ADFM:** A/D Result Formed Select bit

1 = Right justified

0 = Left justified

bit 6 **VCFG:** Voltage Reference bit

1 = VREF pin

0 = VDD

bit 5-4 **Unimplemented:** Read as '0'

bit 3-2 **CHS1:CHS0:** Analog Channel Select bits

00 = Channel 00 (AN0)

01 = Channel 01 (AN1)

10 = Channel 02 (AN2)

11 = Channel 03 (AN3)

bit 1 **GO/DONE:** A/D Conversion Status bit

1 = A/D conversion cycle in progress. Setting this bit starts an A/D conversion cycle.

This bit is automatically cleared by hardware when the A/D conversion has completed.

0 = A/D conversion completed/not in progress

bit 0 **ADON:** A/D Conversion Status bit

1 = A/D converter module is operating

0 = A/D converter is shut-off and consumes no operating current

PIC12F629/675

REGISTER 7-2: ANSEL: ANALOG SELECT REGISTER (ADDRESS: 9Fh)

U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1
—	ADCS2	ADCS1	ADCS0	ANS3	ANS2	ANS1	ANS0
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit

W = Writable bit

U = Unimplemented bit, read as '0'

-n = Value at POR

'1' = Bit is set

'0' = Bit is cleared

x = Bit is unknown

bit 7 **Unimplemented:** Read as '0'

bit 6-4 **ADCS<2:0>:** A/D Conversion Clock Select bits

000 = $F_{osc}/2$

001 = $F_{osc}/8$

010 = $F_{osc}/32$

x11 = FRC (clock derived from a dedicated internal oscillator = 500 kHz max)

100 = $F_{osc}/4$

101 = $F_{osc}/16$

110 = $F_{osc}/64$

bit 3-0 **ANS3:ANS0:** Analog Select bits

(Between analog or digital function on pins AN<3:0>, respectively.)

1 = Analog input; pin is assigned as analog input⁽¹⁾

0 = Digital I/O; pin is assigned to port or special function

Note 1: Setting a pin to an analog input automatically disables the digital input circuitry, weak pull-ups, and interrupt-on-change. The corresponding TRISIO bit must be set to Input mode in order to allow external control of the voltage on the pin.

PIC12F629/675

7.2 A/D Acquisition Requirements

For the A/D converter to meet its specified accuracy, the charge holding capacitor (CHOLD) must be allowed to fully charge to the input channel voltage level. The analog input model is shown in Figure 7-3. The source impedance (R_S) and the internal sampling switch (R_{SS}) impedance directly affect the time required to charge the capacitor CHOLD. The sampling switch (R_{SS}) impedance varies over the device voltage (V_{DD}), see Figure 7-3. **The maximum recommended impedance for analog sources is 10 k Ω .** As the impedance

is decreased, the acquisition time may be decreased. After the analog input channel is selected (changed), this acquisition must be done before the conversion can be started.

To calculate the minimum acquisition time, Equation 7-1 may be used. This equation assumes that 1/2 LSB error is used (1024 steps for the A/D). The 1/2 LSB error is the maximum error allowed for the A/D to meet its specified resolution.

To calculate the minimum acquisition time, T_{ACQ} , see the PIC® Mid-Range Reference Manual (DS33023).

EQUATION 7-1: ACQUISITION TIME

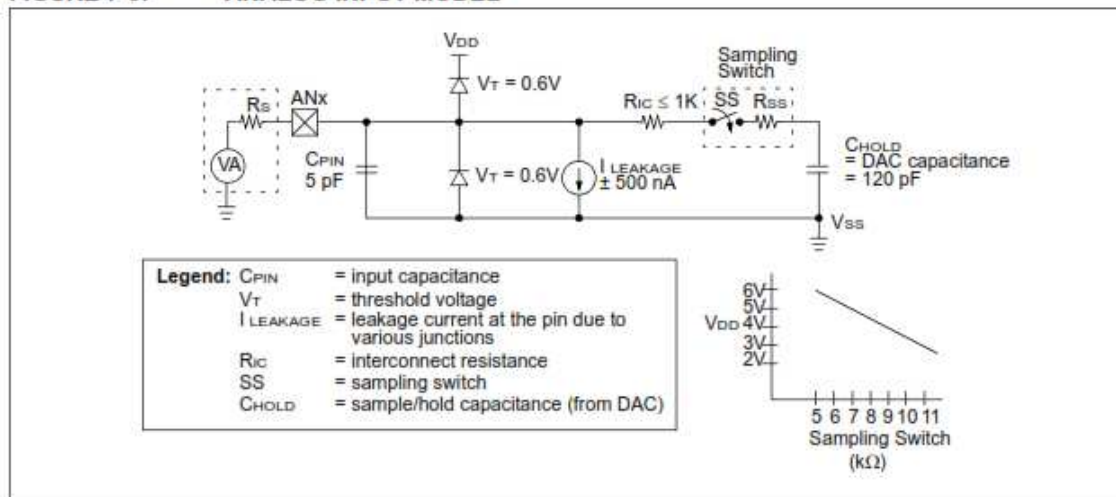
$$\begin{aligned}
 T_{ACQ} &= \text{Amplifier Settling Time} + \\
 &\quad \text{Hold Capacitor Charging Time} + \\
 &\quad \text{Temperature Coefficient} \\
 &= T_{AMP} + T_C + T_{COFF} \\
 T_C &= 2\mu s + T_C + [(Temperature - 25^\circ C)(0.05\mu s/^\circ C)] \\
 &= CHOLD (R_{IC} + R_{SS} + R_S) \ln(1/2047) \\
 &= 120pF (1k\Omega + 7k\Omega + 10k\Omega) \ln(0.0004885) \\
 &= 16.47\mu s \\
 T_{ACQ} &= 2\mu s + 16.47\mu s + [(50^\circ C - 25^\circ C)(0.05\mu s/^\circ C)] \\
 &= 19.72\mu s
 \end{aligned}$$

Note 1: The reference voltage (V_{REF}) has no effect on the equation, since it cancels itself out.

2: The charge holding capacitor (CHOLD) is not discharged after each conversion.

3: The maximum recommended impedance for analog sources is 10 k Ω . This is required to meet the pin leakage specification.

FIGURE 7-3: ANALOG INPUT MODEL



PIC12F629/675

8.0 DATA EEPROM MEMORY

The EEPROM data memory is readable and writable during normal operation (full VDD range). This memory is not directly mapped in the register file space. Instead, it is indirectly addressed through the Special Function Registers. There are four SFRs used to read and write this memory:

- EECON1
- EECON2 (not a physically implemented register)
- EEDATA
- EEADR

EEDATA holds the 8-bit data for read/write, and EEADR holds the address of the EEPROM location being accessed. PIC12F629/675 devices have 128 bytes of data EEPROM with an address range from 0h to 7Fh.

The EEPROM data memory allows byte read and write. A byte write automatically erases the location and writes the new data (erase before write). The EEPROM data memory is rated for high erase/write cycles. The write time is controlled by an on-chip timer. The write time will vary with voltage and temperature as well as from chip to chip. Please refer to AC Specifications for exact limits.

When the data memory is code-protected, the CPU may continue to read and write the data EEPROM memory. The device programmer can no longer access this memory.

Additional information on the data EEPROM is available in the PIC® Mid-Range Reference Manual, (DS33023).

REGISTER 8-1: EEDAT: EEPROM DATA REGISTER (ADDRESS: 9Ah)

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
EEDAT7	EEDAT6	EEDAT5	EEDAT4	EEDAT3	EEDAT2	EEDAT1	EEDAT0
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit
-n = Value at POR

W = Writable bit
'1' = Bit is set

U = Unimplemented bit, read as '0'
'0' = Bit is cleared
x = Bit is unknown

bit 7-0 **EEDATn**: Byte value to write to or read from data EEPROM

REGISTER 8-2: EEADR: EEPROM ADDRESS REGISTER (ADDRESS: 9Bh)

U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	EADR6	EADR5	EADR4	EADR3	EADR2	EADR1	EADR0
bit 7							bit 0

Legend:

R = Readable bit
-n = Value at POR

W = Writable bit
'1' = Bit is set

U = Unimplemented bit, read as '0'
'0' = Bit is cleared
x = Bit is unknown

bit 7 **Unimplemented**: Should be set to '0'

bit 6-0 **EEADR**: Specifies one of 128 locations for EEPROM Read/Write Operation

PIC12F629/675

8.1 EEADR

The EEADR register can address up to a maximum of 128 bytes of data EEPROM. Only seven of the eight bits in the register (EEADR<6:0>) are required. The MSb (bit 7) is ignored.

The upper bit should always be '0' to remain upward compatible with devices that have more data EEPROM memory.

8.2 EECON1 and EECON2 Registers

EECON1 is the control register with four low-order bits physically implemented. The upper four bits are non-implemented and read as '0's.

Control bits RD and WR initiate read and write, respectively. These bits cannot be cleared, only set, in software. They are cleared in hardware at completion

of the read or write operation. The inability to clear the WR bit in software prevents the accidental, premature termination of a write operation.

The WREN bit, when set, will allow a write operation. On power-up, the WREN bit is clear. The WRERR bit is set when a write operation is interrupted by a MCLR Reset, or a WDT Time-out Reset during normal operation. In these situations, following Reset, the user can check the WRERR bit, clear it, and rewrite the location. The data and address will be cleared, therefore, the EEDATA and EEADR registers will need to be re-initialized.

Interrupt flag bit EEIF in the PIR1 register is set when write is complete. This bit must be cleared in software.

EECON2 is not a physical register. Reading EECON2 will read all '0's. The EECON2 register is used exclusively in the data EEPROM write sequence.

REGISTER 8-3: EECON1: EEPROM CONTROL REGISTER (ADDRESS: 9Ch)

U-0	U-0	U-0	U-0	R/W-x	R/W-0	R/S-0	R/S-0
—	—	—	—	WRERR	WREN	WR	RD
bit 7				bit 0			

Legend:

R = Readable bit
-n = Value at POR

W = Writable bit
'1' = Bit is set

U = Unimplemented bit, read as '0'
'0' = Bit is cleared

x = Bit is unknown

bit 7-4	Unimplemented: Read as '0'
bit 3	WRERR: EEPROM Error Flag bit 1 = A write operation is prematurely terminated (any MCLR Reset, any WDT Reset during normal operation or BOD detect) 0 = The write operation completed
bit 2	WREN: EEPROM Write Enable bit 1 = Allows write cycles 0 = Inhibits write to the data EEPROM
bit 1	WR: Write Control bit 1 = Initiates a write cycle (The bit is cleared by hardware once write is complete. The WR bit can only be set, not cleared, in software.) 0 = Write cycle to the data EEPROM is complete
bit 0	RD: Read Control bit 1 = Initiates an EEPROM read (Read takes one cycle. RD is cleared in hardware. The RD bit can only be set, not cleared, in software). 0 = Does not initiate an EEPROM read

PIC12F629/675

8.3 Reading the EEPROM Data Memory

To read a data memory location, the user must write the address to the EEADR register and then set control bit RD (EECON1<0>), as shown in Example 8-1. The data is available, in the very next cycle, in the EEDATA register. Therefore, it can be read in the next instruction. EEDATA holds this value until another read, or until it is written to by the user (during a write operation).

EXAMPLE 8-1: DATA EEPROM READ

```
BSF    STATUS,RP0    ;Bank 1
MOVLW  CONFIG_ADDR  ;
MOVWF  EEADR         ;Address to read
BSF    EECON1,RD     ;EE Read
MOVF   EEDATA,W      ;Move data to W
```

8.4 Writing to the EEPROM Data Memory

To write an EEPROM data location, the user must first write the address to the EEADR register and the data to the EEDATA register. Then the user must follow a specific sequence to initiate the write for each byte, as shown in Example 8-2.

EXAMPLE 8-2: DATA EEPROM WRITE

```
BSF    STATUS,RP0    ;Bank 1
BSF    EECON1,WREN   ;Enable write
BCF    INTCON,GIE    ;Disable INTs
MOVLW  55h           ;Unlock write
MOVWF  EECON2        ;
MOVLW  AAh           ;
MOVWF  EECON2        ;
BSF    EECON1,WR     ;Start the write
BSF    INTCON,GIE    ;Enable INTS
```

The write will not initiate if the above sequence is not exactly followed (write 55h to EECON2, write AAh to EECON2, then set WR bit) for each byte. We strongly recommend that interrupts be disabled during this code segment. A cycle count is executed during the required sequence. Any number that is not equal to the required cycles to execute the required sequence will prevent the data from being written into the EEPROM.

Additionally, the WREN bit in EECON1 must be set to enable write. This mechanism prevents accidental writes to data EEPROM due to errant (unexpected) code execution (i.e., lost programs). The user should keep the WREN bit clear at all times, except when updating EEPROM. The WREN bit is not cleared by hardware.

After a write sequence has been initiated, clearing the WREN bit will not affect this write cycle. The WR bit will be inhibited from being set unless the WREN bit is set.

At the completion of the write cycle, the WR bit is cleared in hardware and the EE Write Complete Interrupt Flag bit (EEIF) is set. The user can either enable this interrupt or poll this bit. The EEIF bit (PIR<7>) register must be cleared by software.

8.5 Write Verify

Depending on the application, good programming practice may dictate that the value written to the data EEPROM should be verified (see Example 8-3) to the desired value to be written.

EXAMPLE 8-3: WRITE VERIFY

```
BCF    STATUS,RP0    ;Bank 0
:      ;Any code
BSF    STATUS,RP0    ;Bank 1 READ
MOVF   EEDATA,W      ;EEDATA not changed
:      ;from previous write
BSF    EECON1,RD     ;YES, Read the
:      ;value written
XORWF  EEDATA,W      ;
BTFS   STATUS,Z       ;Is data the same
GOTO   WRITE_ERR     ;No, handle error
:      ;Yes, continue
```

8.5.1 USING THE DATA EEPROM

The data EEPROM is a high-endurance, byte addressable array that has been optimized for the storage of frequently changing information (e.g., program variables or other data that are updated often). Frequently changing values will typically be updated more often than specifications D120 or D120A. If this is not the case, an array refresh must be performed. For this reason, variables that change infrequently (such as constants, IDs, calibration, etc.) should be stored in Flash program memory.

8.6 Protection Against Spurious Write

There are conditions when the device may not want to write to the data EEPROM memory. To protect against spurious EEPROM writes, various mechanisms have been built in. On power-up, WREN is cleared. Also, the Power-up Timer (72 ms duration) prevents EEPROM write.

The write initiate sequence and the WREN bit together help prevent an accidental write during:

- brown-out
- power glitch
- software malfunction

PIC12F629/675

12.1 DC Characteristics: PIC12F629/675-I (Industrial), PIC12F629/675-E (Extended)

DC CHARACTERISTICS			Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)				
			Operating temperature -40°C ≤ TA ≤ +85°C for industrial -40°C ≤ TA ≤ +125°C for extended				
Param No.	Sym	Characteristic	Min	Typ†	Max	Units	Conditions
D001 D001A D001B D001C D001D	VDD	Supply Voltage	2.0 2.2 2.5 3.0 4.5	— — — — —	5.5 5.5 5.5 5.5 5.5	V V V V V	FOSC ≤ 4 MHz: PIC12F629/675 with A/D off PIC12F675 with A/D on, 0°C to +125°C PIC12F675 with A/D on, -40°C to +125°C 4 MHz < FOSC ≤ 10 MHz
D002	VDR	RAM Data Retention Voltage ⁽¹⁾	1.5*	—	—	V	Device in SLEEP mode
D003	VPOR	VDD Start Voltage to ensure internal Power-on Reset signal	—	VSS	—	V	See section on Power-on Reset for details
D004	SVDD	VDD Rise Rate to ensure internal Power-on Reset signal	0.05*	—	—	V/ms	See section on Power-on Reset for details
D005	VBOD		—	2.1	—	V	

* These parameters are characterized but not tested.

† Data in "Typ" column is at 5.0V, 25°C unless otherwise stated. These parameters are for design guidance only and are not tested.

Note 1: This is the limit to which VDD can be lowered in SLEEP mode without losing RAM data.



Phototransistor

Industry Standard Single Channel 6 Pin DIP Optocoupler

Maximum Ratings $T_A=25^\circ\text{C}$

Emitter

Reverse Voltage	6.0 V
Forward Current	60 mA
Surge Current ($t \leq 10 \mu\text{s}$)	2.5 A
Power Dissipation	100 mW

Detector

Collector-Emitter Breakdown Voltage	70 V
Emitter-Base Breakdown Voltage	7.0 V
Collector Current	50 mA
Collector Current ($t < 1.0 \text{ ms}$)	100 mA
Power Dissipation	150 mW

Package

Isolation Test Voltage	5300 V _{RMS}
Creepage	$\geq 7.0 \text{ mm}$
Clearance	$\geq 7.0 \text{ mm}$
Isolation Thickness between Emitter and Detector	$\geq 0.4 \text{ mm}$
Comparative Tracking Index per DIN IEC 112/VDE0303, part 1	175
Isolation Resistance	
$V_{IO}=500 \text{ V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$	$10^{12} \Omega$
$V_{IO}=500 \text{ V}$, $T_A=100^\circ\text{C}$	$10^{11} \Omega$
Storage Temperature	-55°C to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature	-55°C to $+100^\circ\text{C}$
Junction Temperature	100°C
Soldering Temperature (max, 10 s, dip soldering: distance to seating plane $\geq 1.5 \text{ mm}$)	260°C

4N35/36/37/38—Characteristics $T_A=25^\circ\text{C}$

Emitter		Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Condition
Forward Voltage*		V_F	0.9	1.3	1.5 1.7	V	$I_F=10 \text{ mA}$ $I_F=10 \text{ mA}$, $T_A=-55^\circ\text{C}$
Reverse Current*		I_R		0.1	10	μA	$V_R=6.0 \text{ V}$
Capacitance		C_O		25	—	pF	$V_R=0$, $f=1.0 \text{ MHz}$
Detector							
Breakdown Voltage, Collector-Emitter*	4N35/36/37	BV_{CEO}	30	—	—	V	$I_C=1.0 \text{ mA}$
	4N38		80	—	—		
Breakdown Voltage, Emitter-Collector*		BV_{ECO}	7.0	—	—	V	$I_E=100 \mu\text{A}$
Breakdown Voltage, Collector-Base*	4N35/36/37	BV_{CBO}	70	—	—	V	$I_C=100 \mu\text{A}$, $I_B=1.0 \mu\text{A}$
	4N38		80	—	—		
Leakage Current, Collector-Emitter*	4N35/36/37	I_{CEO}	—	5.0	50	nA	$V_{CE}=10 \text{ V}$, $I_F=0$
	4N38		—	—	50		$V_{CE}=60 \text{ V}$, $I_F=0$
Leakage Current, Collector-Emitter*	4N35/36/37	I_{CEO}	—	—	500	μA	$V_{CE}=30 \text{ V}$, $I_F=0$, $T_A=100^\circ\text{C}$
	4N38		—	6.0	—		$V_{CE}=60 \text{ V}$, $I_F=0$, $T_A=100^\circ\text{C}$
Capacitance, Collector-Emitter		C_{CE}	—	6.0	—	pF	$V_{CE}=0$
Package							
DC Current Transfer Ratio*	4N35/36/37	CTR	100	—	—	%	$V_{CE}=10 \text{ V}$, $I_F=10 \text{ mA}$,
	4N38		20	—	—		$V_{CE}=1.0 \text{ V}$, $I_F=20 \text{ mA}$
DC Current Transfer Ratio*	4N35/36/37	CTR	40	50	—	%	$V_{CE}=10 \text{ V}$, $I_F=10 \text{ mA}$,
	4N38		—	30	—		$T_A=-55$ to 100°C
Resistance, Input to Output*		R_{IO}	10^{11}	—	—	Ω	$V_{IO}=500 \text{ V}$
Coupling Capacitance		C_{IO}	—	0.5	—	pF	$f=1.0 \text{ MHz}$
Switching Time*		t_{ON} , t_{OFF}	—	10	—	μs	$I_C=2.0 \text{ mA}$, $R_L=100 \Omega$, $V_{CC}=10 \text{ V}$

* Indicates JEDEC registered value



Phototransistor

Industry Standard Single Channel 6 Pin DIP Optocoupler

Figure 7. Collector-emitter Leakage Current vs. Temp.

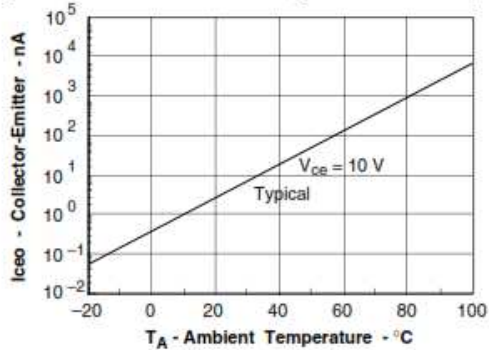


Figure 8. Normalized CTR_{cb} vs. LED Current and Temp.

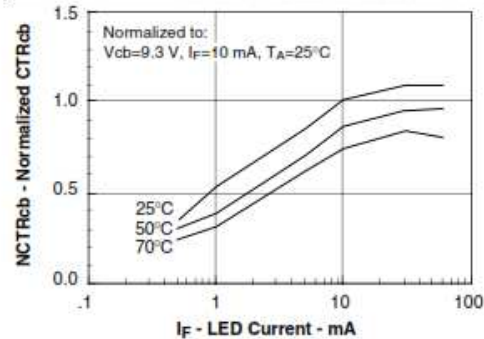


Figure 9. Normalized Photocurrent vs. I_F and Temp.

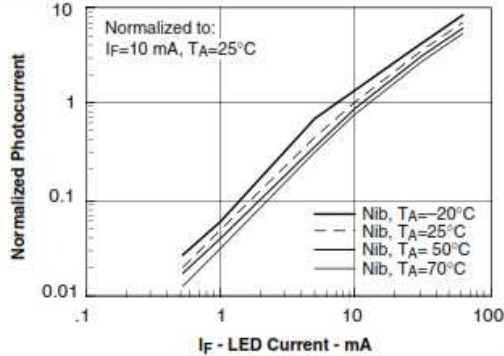


Figure 13. Switching Timing

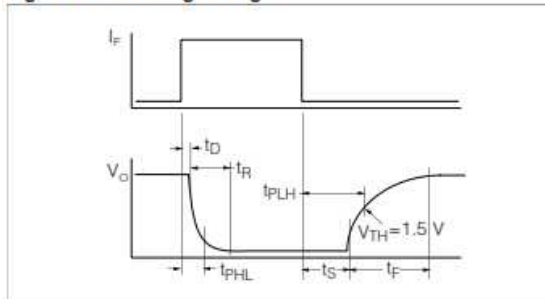


Figure 10. Normalized Non-saturated HFE vs. Base Current and Temperature

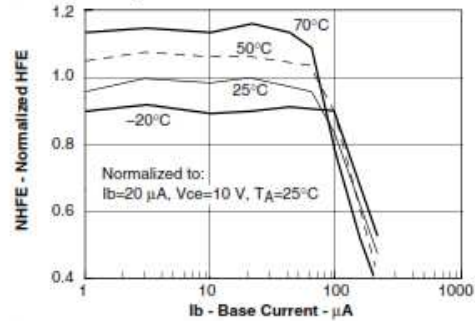


Figure 11. Normalized HFE vs. Base Current and Temp.

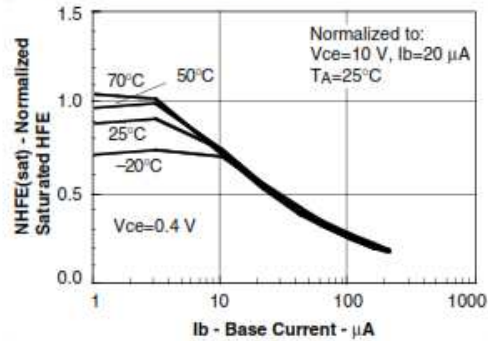


Figure 12. Propagation Delay vs. Collector Load Resistor

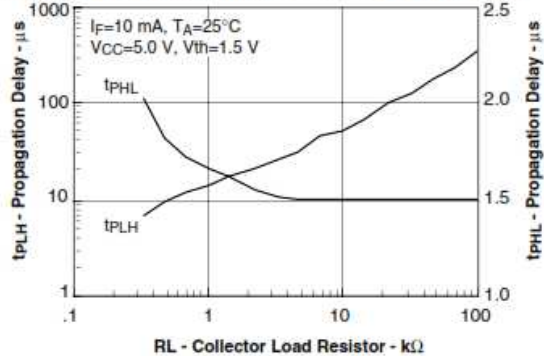
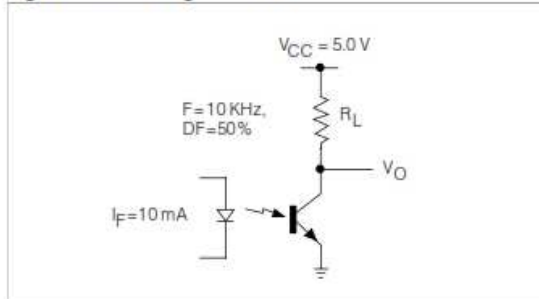


Figure 14. Switching Schematic



220VAC Input/12VDC (100mA) Output

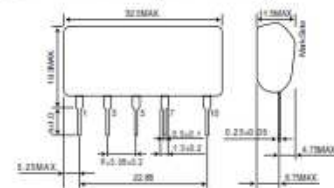
Non-Isolated AC/DC Converter

BP5041A

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limits	Unit
Input voltage	V_i	390	V
Output current	I_o	100	mA _p
ESD endurance	V_{surge}	2	kV
Operating temperature range	T_{opr}	-25 to +80	°C
Storage temperature range	T_{stg}	-25 to +105	°C

Dimensions (Unit : mm)



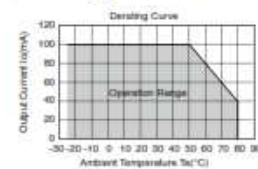
Electrical Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
Input voltage range	V_i	226	282	390	V	DC(160 to 276VAC)
Output voltage	V_o	11.0	12.0	13.0	V	$V_i=282\text{V}$, $I_o=50\text{mA}$
Output current	I_o	0	—	100	mA	$V_i=282\text{V}$
Line regulation	V_r	—	0.02	0.15	V	$V_i=226$ to 390V , $I_o=50\text{mA}$
Load regulation	V_l	—	0.05	0.15	V	$V_i=282\text{V}$, $I_o=0$ to 50mA
Output ripple voltage	V_p	—	0.05	0.15	V _{p-p}	$V_i=282\text{V}$, $I_o=50\text{mA}$
Power conversion efficiency	η	50	62	—	%	$V_i=282\text{V}$, $I_o=100\text{mA}$

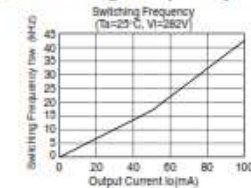
+1 Maximum output current varies depending on ambient temperature; please refer to derating curve.

+2 Please refer to Load regulation, Conversion efficiency.

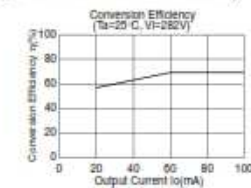
Derating Curve



Switching Frequency

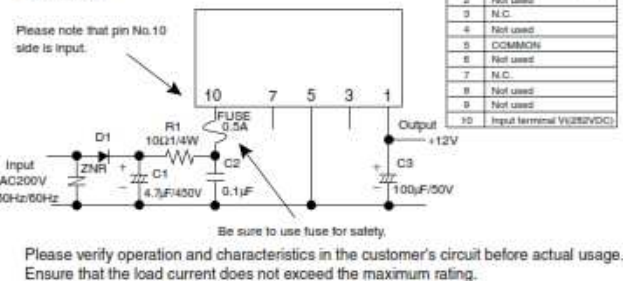


Conversion Efficiency



Application Circuit

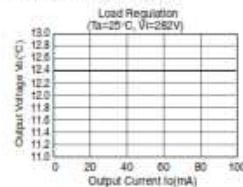
BP5041A



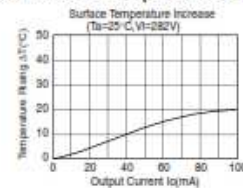
External Component Specifications

FUSE: Fuse	Use a quick-acting fuse of 0.5A.
C1: Input smoothing capacitor	Capacitance : 3.3 to 22μF Rated voltage : 450V or higher Ripple current is 0.13Arms or greater.
C2: Noise reduction resistor	Capacitance : 0.1 to 0.22μF Rated voltage : 400V or higher Use a film or ceramic capacitor. Evaluate under actual operating conditions.
C3: Output smoothing capacitor	Capacitance : 100 to 470μF Rated voltage : 25V or higher, ESR is 0.39Ω max. Ripple current is 0.1Arms or higher. Evaluate under actual operating conditions.
D1: Rectifier diode	In the absolute maximum ratings, the reverse peak voltage should be 800V or higher, the average rectifying current should be 0.5A or higher, and the peak surge current should be 20A or higher. (Full-wave rectification can be used.)
R1: Noise reduction resistor	10 to 22Ω 1/4W Determine the ideal value through actual testing.
ZNR: Varistor	A varistor is required to protect against lightning surges and static electricity.

Load Regulation



Surface Temperature Increase





MCP1252/3

Low Noise, Positive-Regulated Charge Pump

Features

- Inductorless, Buck/Boost, DC/DC Converter
- Low Power: 80 μ A (Typical)
- High Output Voltage Accuracy:
 - $\pm 2.5\%$ (V_{OUT} Fixed)
- 120 mA Output Current
- Wide Operating Temperature Range:
 - -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
- Thermal Shutdown and Short-Circuit Protection
- Uses Small Ceramic Capacitors
- Switching Frequency:
 - MCP1252: 650 kHz
 - MCP1253: 1 MHz
- Low Power Shutdown Mode: 0.1 μ A (Typical)
- Shutdown Input Compatible with 1.8V Logic
- V_{IN} Range: 2.0V to 5.5V
- Selectable Output Voltage (3.3V or 5.0V) or Adjustable Output Voltage
- Space-saving, 8-Lead MSOP
- Soft-Start Circuitry to Minimize In-Rush Current

Applications

- White LED Backlighting
- Color Display Bias
- Local 3V-to-5V Conversions
- Flash Memory Supply Voltage
- SIM Interface Supply for GSM Phones
- Smart Card Readers
- PCMCIA Local 5V Supplies

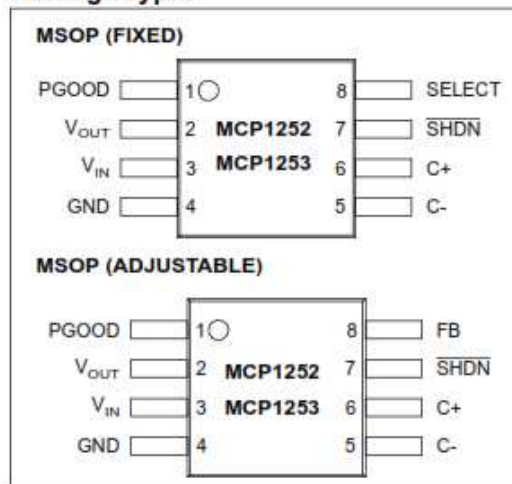
Description

The MCP1252/3 are inductorless, positive-regulated charge pump DC/DC converters. The devices generate a regulated fixed (3.3V or 5.0V) or adjustable output voltage. They are specifically designed for applications requiring low noise and high efficiency and are able to deliver up to 120 mA output current. The devices allow the input voltage to be lower or higher than the output voltage, by automatically switching between buck/boost operation.

The MCP1252 has a switching frequency of 650 kHz, avoiding interference with sensitive IF bands. The MCP1253 has a switching frequency of 1 MHz and allows the use of smaller capacitors than the MCP1252, thus saving board space and cost.

Both devices feature a power-good output that can be used to detect out-of-regulation conditions. Extremely low supply current and low external parts count (three capacitors) make these devices ideal for small, battery-powered applications. A shutdown mode is also provided for further power reduction. The MCP1252 and MCP1253 feature thermal and short-circuit protection and are offered in space-saving, 8-lead, MSOP packages.

Package Types



AM OOK 433.92
code sending

TX-SAW MID/3V

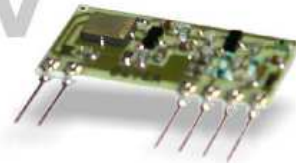
Descrizione

Modulo trasmettitore AM OOK, quarzato mediante risuonatore SAW. Stadio "buffer" che garantisce sia la potenza che basse armoniche in uscita, consentendo elevata immunità ai disadattamenti.



High Performance
Mini Transmitter

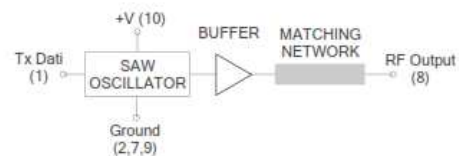
3V



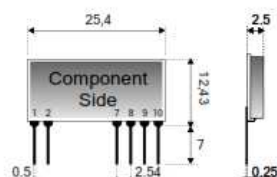
Descrizione

AM OOK transmitter module with SAW resonator.
Buffer stage for enhanced power and low harmonics on output
allowing high immunity against disadjustments.

Block diagram



Mechanical Dimensions



Pin-out

- 1 = Tx DATI
- 2 = GND
- 7 = GND
- 8 = Uscita RF (50.)
- 9 = GND
- 10 = Vcc

All dimensions are in millimeters

Information subject to change without notice



434 MHz AM OOK High performance mini Transmitter

Technical Specification

Ta = 25 °C

Characteristics	Min	Typ	Max	Unità
V _s Supply Voltage	1.8	3	3.5	Vdc
I _s Supply Current with Modulation *	2.4	5.5	7	mA
F _w Carrier frequency	433.82	433.92	434.02	MHz
P _o RF Output power	3	10	11	dBm
S _i Square wave modulation		5	10	KHz
E _a RF spurious emission			-36	dBm
T _{OP} Operating temperature range	-20		+80	°C

* Duty Cycle : 50%

Specifiche Tecniche

Ta = 25 °C

Caratteristiche	Min	Typ	Max	Unità
V _s Alimentazione	1.8	3	3.5	Vdc
I _s Corrente Assorbita con Modulazione*	2.4	5.5	7	mA
F _w Frequenza di Trasmissione	433.82	433.92	434.02	MHz
P _o Potenza RF	3	10	11	dBm
S _i Onda quadra in ingresso		5	10	KHz
E _a Emissioni RF spurie in antenna			-36	dBm
T _{OP} Temperatura di lavoro	-20		+80	°C

* Duty Cycle : 50%

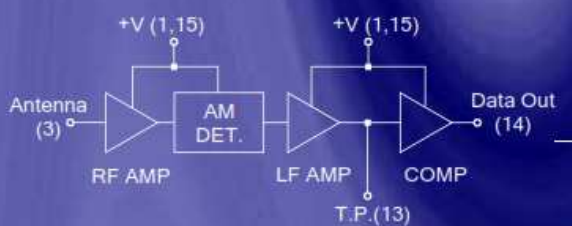
Part Number / Model
650200798
mod. TX-SAW MID/3V

AUREL S.p.A. • Via Foro del Tiglio, 4 • I 47015 Modigliana (FC) Italy • Phone : +39-0546.941124 • Fax : +39-0546.941660
<http://www.aurelwireless.com> • email: rfcomm@aurel.it



434 Mhz Standard (OOK) Receiver

AC-RX2



new trimmable capacitor

-106* dBm

5v

Pin-out

- 1) +V
- 2) Ground
- 3) Antenna
- 7) Ground
- 11) Ground
- 13) Test Point
- 14) Data Output
- 15) +V

Information subject to change without notice

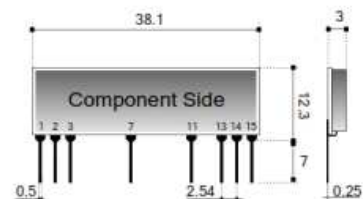
Description

Trimmable coil, low current, low antenna radiation and high insensitivity to power switching noises.
Optimized for HCSXXX Microchip family.
In compliance with European Normative.
⁽¹⁾ RF generator with 100% modulation

Descrizione

Ricevitore con bobina variabile a basso assorbimento, alta immunità ai disturbi di alimentazione e bassa radiazione in antenna. Caratteristiche ottimali per la famiglia HCSXXX (Microchip).
In accordo con le Normative Europee.
⁽¹⁾ Generatore RF con 100% di modulazione

Mechanical Dimensions



Technical Specification

Ta = 25 °C

CHARACTERISTICS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _s Supply Voltage • Alimentazione	4.5	5	5.5	Vdc
I _s Supply Current • Corrente Assorbita		2.5	3	mA
F _w Reception frequency • Frequenza di ricezione		433.92		MHz
S _i RF sensitivity • Sensibilità RF		-106 ⁽¹⁾		dBm
B _w - 3dB RF Bandwidth • Banda passante RF a - 3dB		±2		MHz
S _o Square wave output • Onda quadra in uscita			3	KHz
S _L Spectrum emitted level • Radiazione in antenna		-65	-60	dBm
H _o Output high voltage • Livello alto d'uscita	V _s - 1.2			V
L _o Output low voltage • Livello basso d'uscita			GND + 0.4	V
T _{ON} Switch-on time • Tempo di accensione			2	s
T _{OP} Operating temperature range • Temperatura di lavoro	-20		+80	°C

Part number: 650200884

Date: 11 Oct 2005

AUREL S.p.A. • Via Foro del Tiglio, 4 • I 47015 Modigliana (FC) Italy • Phone : +39-0546.941124 • Fax : +39-0546.941660
Internet: www.aurelwireless.com • E-mail: rtc@mm@aurel.it

This information may be subject to revision without notice. AUREL makes no warranty and assumes no liability in connection with any use of this information.
Tutti i dati sono soggetti a revisione senza preavviso. AUREL non fa alcuna garanzia e non assume alcuna responsabilità in connessione con l'uso di questa informazione.





HT6010/HT6012/HT6014 3¹² Series of Encoders

Features

- Operating voltage: 2.4V~12V
- Low power and high noise immunity CMOS technology
- Low standby current
- Minimum transmission word
 - Four words for \overline{TE} trigger
 - One word for Data trigger
- Built-in oscillator needs only 5% resistor
- Easy interface with an RF or an infrared transmission medium
- Minimal external components
- Pair with Holtek's 3¹² series of decoders
- 18-pin DIP, 20-pin SOP package

Applications

- Burglar alarm system
- Smoke and fire alarm system
- Garage door controllers
- Car door controllers
- Car alarm system
- Security system
- Cordless telephones
- Other remote control systems

General Description

The 3¹² encoders are a series of CMOS LSIs for remote control system applications. They are capable of encoding 12 bits of information which consists of N address bits and 12-N data bits. Each address/data input is externally trinary programmable if bonded out. They are otherwise set floating internally. Various packages of the 3¹² encoders offer flexible combinations of pro-

grammable address/data which meet various applications. The programmable address/data is transmitted together with the header bits via an RF or an infrared transmission medium upon receipt of a trigger signal. A \overline{TE} (HT6010) or a DATA (HT6012/HT6014) trigger can be selected for application flexibility.

Selection Table

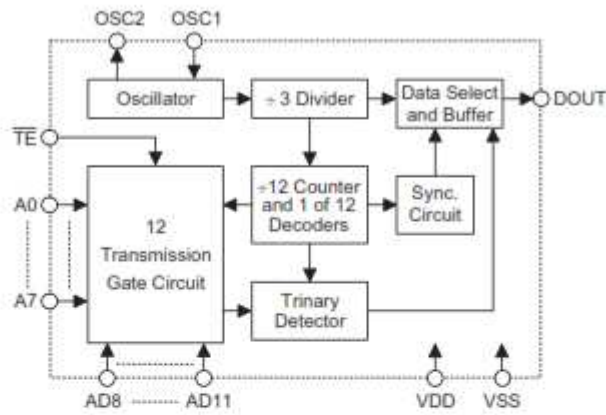
Function Part No.	Address No.	Address/ Data No.	Data No.	Oscillator	Trigger	LED Indicator	Package
HT6010	8	4	0	RC oscillator	\overline{TE}	No	18DIP, 20SOP
HT6012	10	0	2	RC oscillator	D10~D11	Yes	18DIP, 20SOP
HT6014	8	0	4	RC oscillator	D8~D11	Yes	18DIP, 20SOP

Note: Address/Data represents pins that can be either address or data according to the application requirement.

Block Diagram

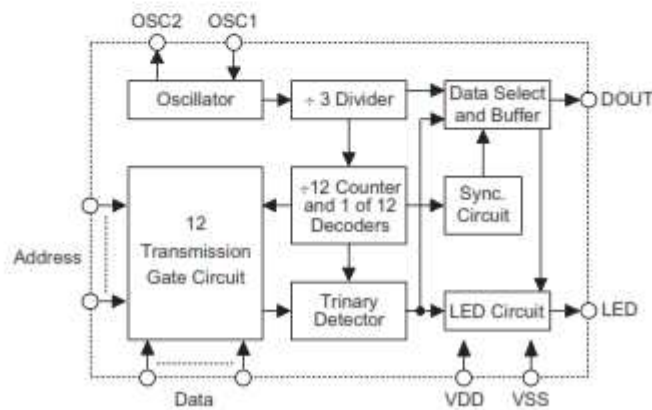
TE Trigger

HT6010



DATA Trigger

HT6012/HT6014



Note: The address/data pins are available in various combinations (refer to the address/data table).

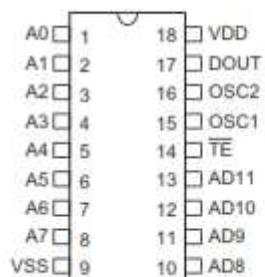


HT6010/HT6012/HT6014

Pin Assignment

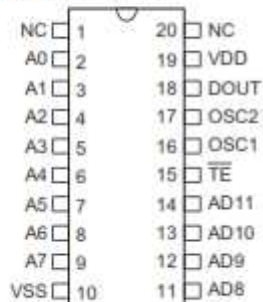
TE Trigger Type

8-Address 4-Address/Data



HT6010
-18 DIP-A

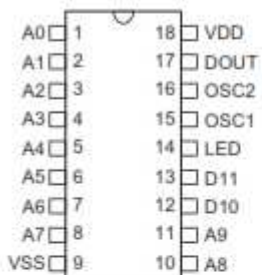
8-Address 4-Address/Data



HT6010
-20 SOP-A

DATA Trigger Type

10-Address 2-Data



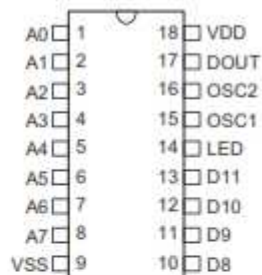
HT6012
-18 DIP-A

10-Address 2-Data



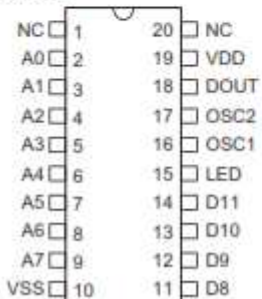
HT6012
-20 SOP-A

8-Address 4-Data



HT6014
-18 DIP-A

8-Address 4-Data



HT6014
-20 SOP-A

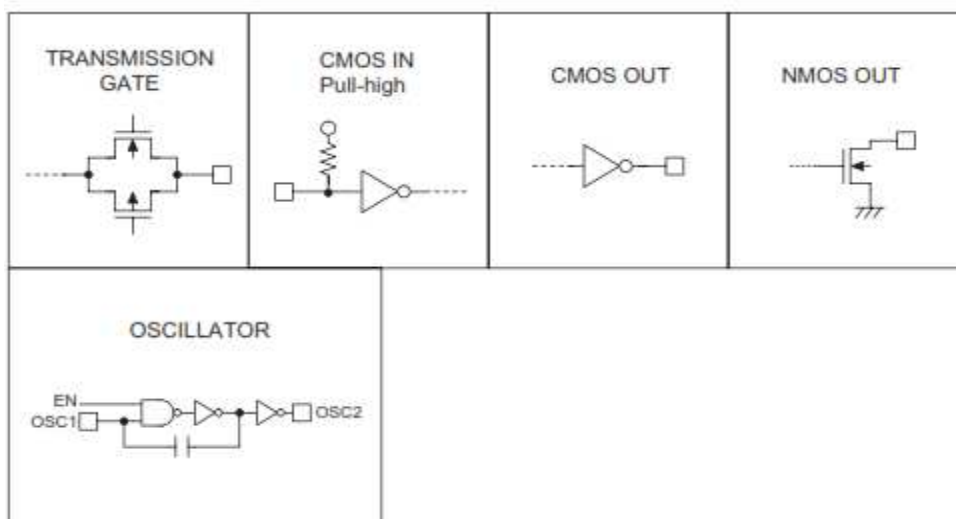
Pin Description

Pin Name	I/O	Internal Connection	Description
A0~A9	I	TRANSMISSION GATE	Input pins for address A0~A9 setting They can be externally set to VDD or VSS or left open.
AD8~AD11	I	TRANSMISSION GATE	Input pins for address/data (AD8~AD11) setting They can be externally set to VDD or VSS or left open.
D8~D11	I	CMOS IN Pull-high	Input pins for data (D8~D11) setting and transmission enable (active low) They can be externally set to VSS or left open (see Note).
DOUT	O	CMOS OUT	Encoder data serial transmission output
LED	O	NMOS OUT	Transmission enable indicator, active low
\overline{TE}	I	CMOS IN Pull-high	Transmission enable, active low (see Note)
OSC1	I	OSCILLATOR	Oscillator input pin
OSC2	O	OSCILLATOR	Oscillator output pin
VSS	—	—	Negative power supply, ground
VDD	—	—	Positive power supply

Note: D8~D11 are data input and transmission enable pins of the HT6012/HT6014.

\overline{TE} is the transmission enable pin of the HT6010.

Approximate Internal Connections



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	$V_{SS}-0.3V$ to $V_{SS}+13V$	Storage Temperature	$-50^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
Input Voltage	$V_{SS}-0.3$ to $V_{DD}+0.3V$	Operating Temperature	$-20^{\circ}C$ to $75^{\circ}C$

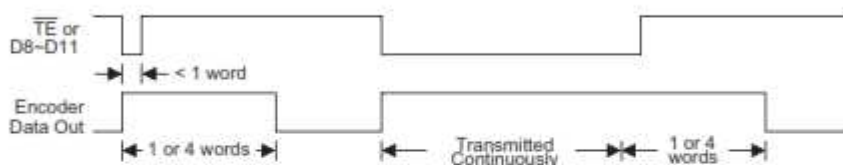
Note: These are stress ratings only. Stresses exceeding the range specified under "Absolute Maximum Ratings" may cause substantial damage to the device. Functional operation of this device at other conditions beyond those listed in the specification is not implied and prolonged exposure to extreme conditions may affect device reliability.

Electrical Characteristics
 $T_a=25^{\circ}\text{C}$

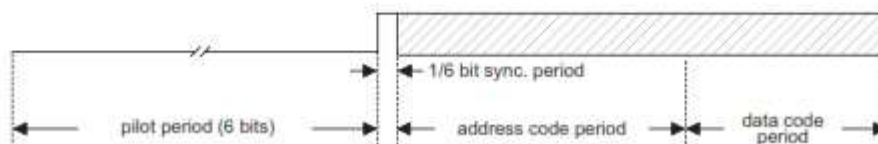
Symbol	Parameter	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
		V_{DD}	Conditions				
V_{DD}	Operating Voltage	—	—	2.4	5	12	V
I_{STB}	Standby Current	3V	Oscillator stops	—	0.1	1	μA
		12V		—	2	4	μA
I_{DD}	Operating Current	3V	No load, $f_{OSC}=3\text{kHz}$	—	250	500	μA
		12V		—	600	1200	μA
I_{LED}	LED Sink Current	5V	$V_{LED}=0.5\text{V}$	1.5	3	—	mA
I_{DOUT}	Output Drive Current	5V	$V_{OH}=0.9V_{DD}$ (Source)	-0.6	-1.2	—	mA
		5V	$V_{OL}=0.1V_{DD}$ (Sink)	0.6	1.2	—	mA
V_{IH}	"H" Input Voltage	—	—	$0.8V_{DD}$	—	V_{DD}	V
V_{IL}	"L" Input Voltage	—	—	0	—	$0.2V_{DD}$	V
f_{OSC}	Oscillator Frequency	5V	$R_{OSC}=1\text{M}\Omega$	—	3	—	kHz
R_{TE}	\overline{TE} Pull-high Resistance	5V	$V_{TE}=0\text{V}$	—	1.5	3	$\text{M}\Omega$
R_{DATA}	D8~D11 Pull-high Resistance	5V	$V_{DATA}=0\text{V}$	—	1.5	3	$\text{M}\Omega$

Functional Description
Operation

The 3¹² series of encoders begin with a four (HT6010) or a one (HT6012/HT6014) word transmission cycle upon receipt of a transmission enable (\overline{TE} for the HT6010 or D8~D11 for the HT6012/HT6014, active low). This cycle will repeat itself as long as the transmission enable (\overline{TE} or D8~D11) is held low. Once the transmission enable returns high the encoder output completes its final cycle and then stops as shown below.

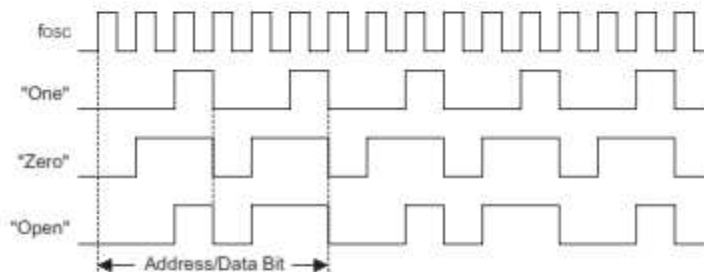

Transmission Timing
Information Word

An information word is composed of four periods as shown:


Composition of Information

Address/Data Waveform

Each programmable address/data pin can be externally set to one of the following three logic states:



Address/Data Bit Waveform

The "Open" state data input is interpreted as logic high by the decoder since its output has only two states.

Address/Data Programming (Preset)

The status of each address/data pin can be individually preset to a logic "high", "low", or "floating". If a transmission enable signal is applied, the encoder scans and transmits the status of the 12 bits of address/data serially in the order A0 to AD11 for the HT6010 and A0 to D11 for the HT6012/HT6014.

If the trigger signal is not applied, the chip only consumes a standby current which is less than 1 μ A (for $V_{DD}=5V$).

The address pins are usually preset so as to transmit data codes with their own particular security codes by the DIP switches or PCB wiring, while data is selected using push button or electronic switches.

Address/Data Sequence

The following table provides the position of the address/data sequence for various models of the 3¹² series encoders.

Part No.	Address/Data Bits											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
HT6010	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	AD8	AD9	AD10	AD11
HT6012	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9	D10	D11
HT6014	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	D8	D9	D10	D11

Address/Data Sequence

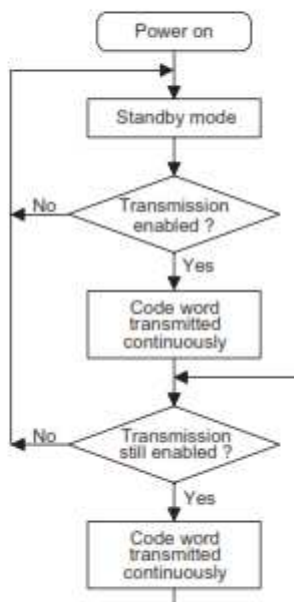
The following table provides the position of the address/data sequence for various models of the 3¹² series encoders.

Part No.	Address/Data Bits											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
HT6010	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	AD8	AD9	AD10	AD11
HT6012	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9	D10	D11
HT6014	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	D8	D9	D10	D11

Transmission Enable

For the \overline{TE} trigger type of encoders, transmission is enabled by applying a low signal to the \overline{TE} pin. But for the Data trigger type, it is enabled by applying a low signal to one of the data pins D8~D11.

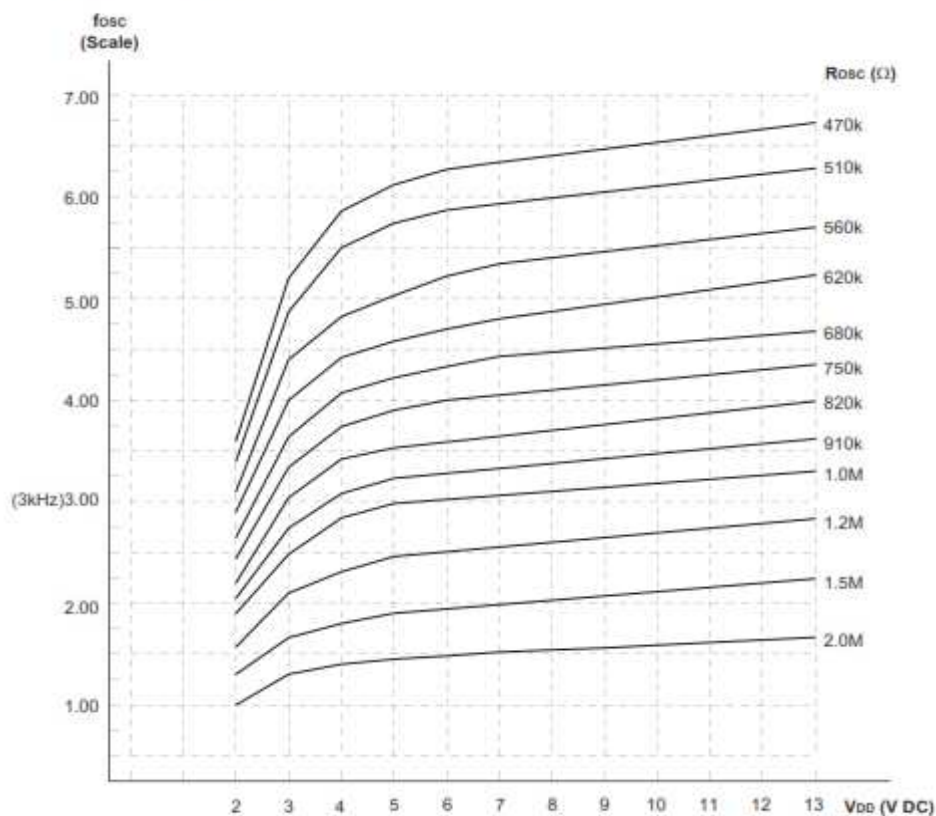
Flowchart



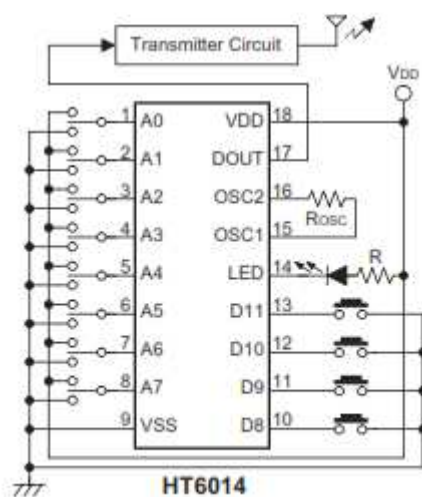
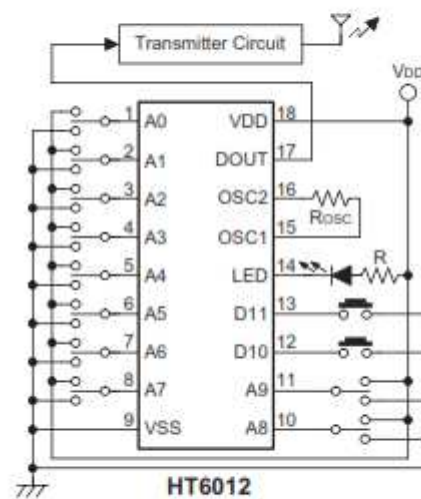
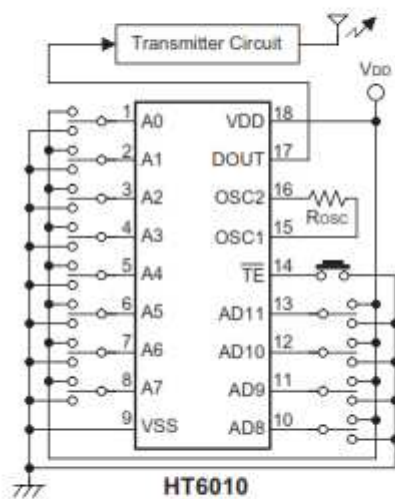
Note: D8~D11 are transmission enable of the HT6012/HT6014.

\overline{TE} is the transmission enable of the HT6010.

Oscillator Frequency vs. Supply Voltage



The recommended oscillator frequency is f_{OSCD} (decoder) $\cong 33 f_{OSCE}$ (encoder)

Application Circuits




HT6030/HT6032/HT6034 3¹² Series of Decoders

Features

- Operating voltage: 2.4V~12V
- Low power and high noise immunity CMOS technology
- Low standby current
- Capable of decoding 12 bits of information
- 8~12 address pins
- 0~4 data pins
- Trinary address setting
- Received data are checked two times
- Built-in oscillator needs only 5% resistor
- VT goes high during a valid transmission
- Easy interface with an RF or an infrared transmission medium
- Minimal external components
- Pair with Holtek's 3¹² series of encoders
- 18-pin DIP, 20-pin SOP package

Applications

- Burglar alarm system
- Smoke and fire alarm system
- Garage door controllers
- Car door controllers
- Car alarm system
- Security system
- Cordless telephones
- Other remote control systems

General Description

The 3¹² decoders are a series of CMOS LSIs for remote control system applications. They are paired with 3¹² series of encoders. For proper operation a pair of encoder/decoder with the same number of address and data format should be selected (refer to the encoder/decoder cross reference tables).

The 3¹² series of decoders receive serial address and data from its corresponding series of encoders that are transmitted by a carrier using an RF or an IR transmission medium. Then it compares the serial input information twice continuously with its local address. If no errors

or unmatched codes are encountered, the input data codes are decoded and transferred to the output pins. The VT pin also goes high to indicate a valid transmission.

The 3¹² series of decoders are capable of decoding 12 bits of information that consists of N bits of address and 12-N bits of data. To meet various applications they are arranged to provide a number of data pins ranging from 0 to 4 and an address pin ranging from 8 to 12. Thus, various combinations of address/data number are available in different packages.

Selection Table

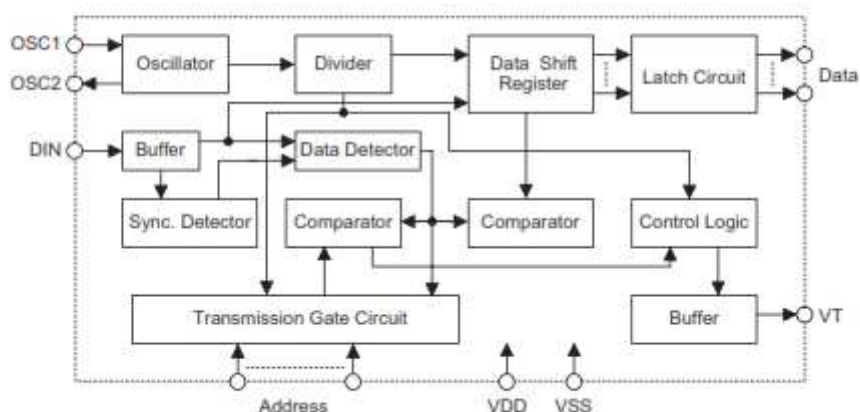
Function Part No.	Address No.	Data		VT	Oscillator	Trigger	Package
		No.	Type				
HT6030	12	0	—	√	RC oscillator	DIN active "Hi"	18DIP, 20SOP
HT6032	10	2	L	√	RC oscillator	DIN active "Hi"	18DIP, 20SOP
HT6034	8	4	L	√	RC oscillator	DIN active "Hi"	18DIP, 20SOP

Note: Data type: L stands for latch type data output.

VT can be used as a momentary data output.

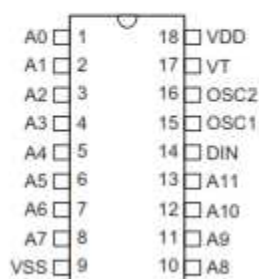


Block Diagram

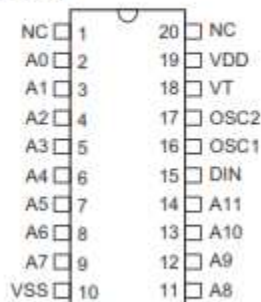


Note: The address/data pins are available in various combinations (refer to the address/data table).

Pin Assignment

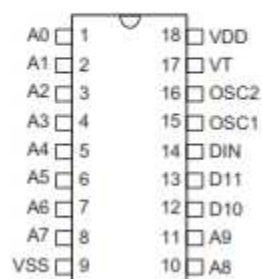
12-Address
0-Data

HT6030
-18 DIP-A

12-Address
0-Data

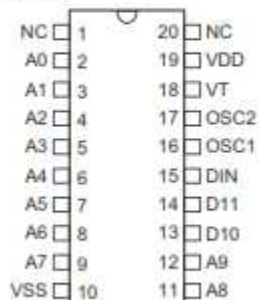
HT6030
-20 SOP-A

10-Address
2-Data



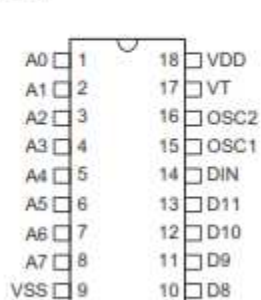
HT6032
-18 DIP-A

10-Address
2-Data

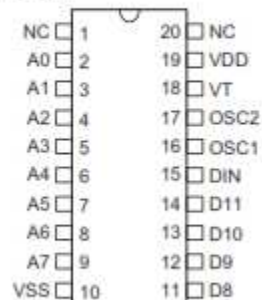


HT6032
-20 SOP-A

8-Address
4-Data



HT6034
-18 DIP-A

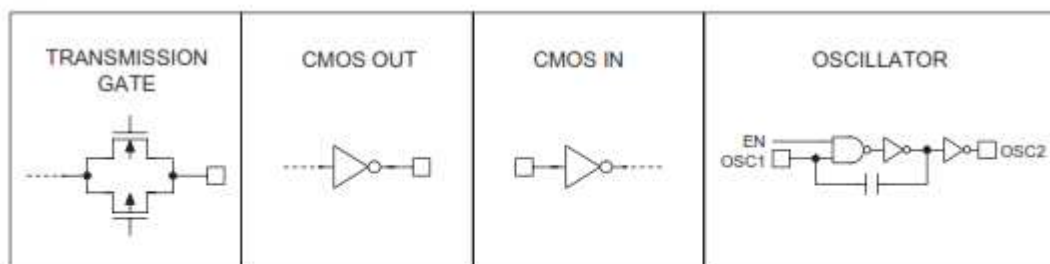
8-Address
4-Data

HT6034
-20 SOP-B

Pin Description

Pin Name	I/O	Internal Connection	Description
A0~A11	I	TRANSMISSION GATE	Input pins for address A0~A11 setting They can be externally set to VDD, VSS, or left open.
D8~D11	O	CMOS OUT	Output data pins
DIN	I	CMOS IN	Serial data input pin
VT	O	CMOS OUT	Valid transmission, active high
OSC1	I	OSCILLATOR	Oscillator input pin
OSC2	O	OSCILLATOR	Oscillator output pin
VSS	—	—	Negative power supply, ground
VDD	—	—	Positive power supply

Approximate Internal Connections



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	$V_{SS} - 0.3V$ to $V_{SS} + 13V$	Storage Temperature	$-50^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
Input Voltage	$V_{SS} - 0.3$ to $V_{DD} + 0.3V$	Operating Temperature	$-20^{\circ}C$ to $75^{\circ}C$

Note: These are stress ratings only. Stresses exceeding the range specified under "Absolute Maximum Ratings" may cause substantial damage to the device. Functional operation of this device at other conditions beyond those listed in the specification is not implied and prolonged exposure to extreme conditions may affect device reliability.


HT6030/HT6032/HT6034
Electrical Characteristics
 $T_a=25^{\circ}\text{C}$

Symbol	Parameter	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
		V_{DD}	Conditions				
V_{DD}	Operating Voltage	—	—	2.4	5	12	V
I_{STB}	Standby Current	5V	Oscillator stops	—	0.1	1	μA
		12V		—	2	4	μA
I_{DD}	Operating Current	5V	No load, $f_{OSC}=100\text{kHz}$	—	250	500	μA
I_O	Data Output Source Current (D8~D11)	5V	$V_{OH}=4.5\text{V}$	-0.5	-1	—	mA
	Data Output Sink Current (D8~D11)	5V	$V_{OL}=0.5\text{V}$	0.5	1	—	mA
I_{VT}	VT Output Source Current	5V	$V_{OH}=4.5\text{V}$	-2	-4	—	mA
	VT Output Source Current Only For HT6033/35/45			-0.35	-0.6	—	
	VT Output Sink Current		$V_{OL}=0.5\text{V}$	1	2	—	
	VT Output Sink Current Only For HT6033/35/45			0.35	0.6	—	
V_{IH}	"H" Input Voltage	5V	—	3.5	—	5	V
V_{IL}	"L" Input Voltage	5V	—	0	—	1	V
f_{OSC}	Oscillator Frequency	5V	$R_{OSC}=91\text{k}\Omega$	—	100	—	kHz

Functional Description

Operation

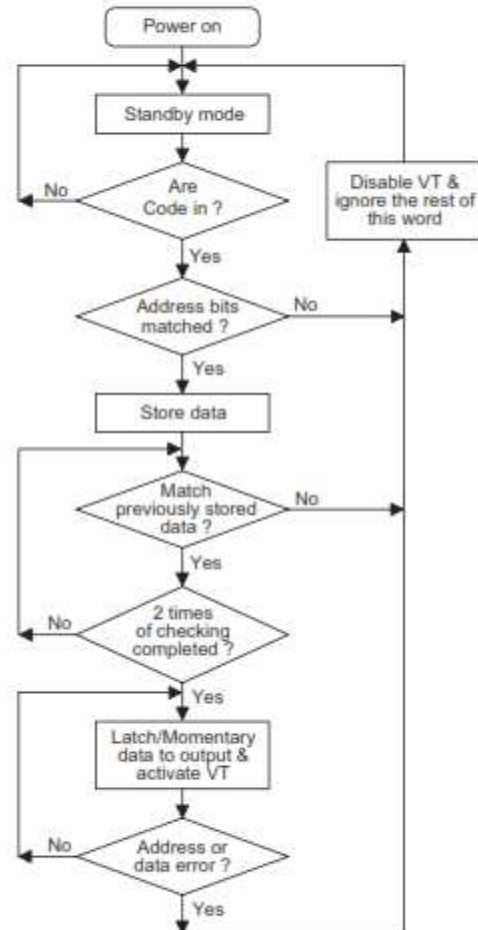
The 3¹² series of decoders provide various combinations of address and data pins in different packages. They are paired with 3¹² series of encoders. The decoders receive data transmitted by the encoders and interpret the first N bits of the code period as addresses and the last 12-N bits as data (where N is the address code number). A signal on the DIN pin then activates the oscillator which in turn decodes the incoming address and data. The decoders check the received address twice continuously. If all the received address codes match the contents of the decoder's local address, the 12-N bits of data are decoded to activate the output pins and the VT pin is set high indicating a valid transmission. That will last until the address code is incorrect or no signal is received.

The output of the VT pin is high only when the transmission is valid. Otherwise it is always low.

Output Type

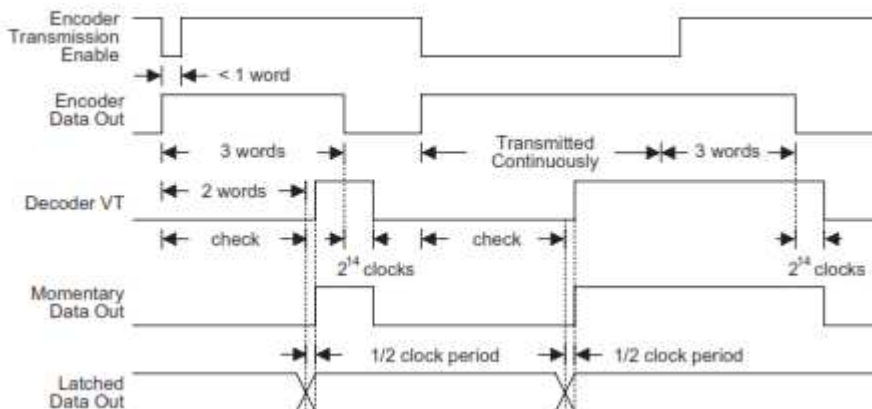
The data outputs follow the encoders during a valid transmission and are then latched in this state until the next valid transmission occurs.

Flowchart



The oscillator is disabled in the standby state and activated as long as a logic "high" signal is applied to the DIN pin. i.e., the DIN pin should be kept "low" if there is no signal input.

Decoder Timing



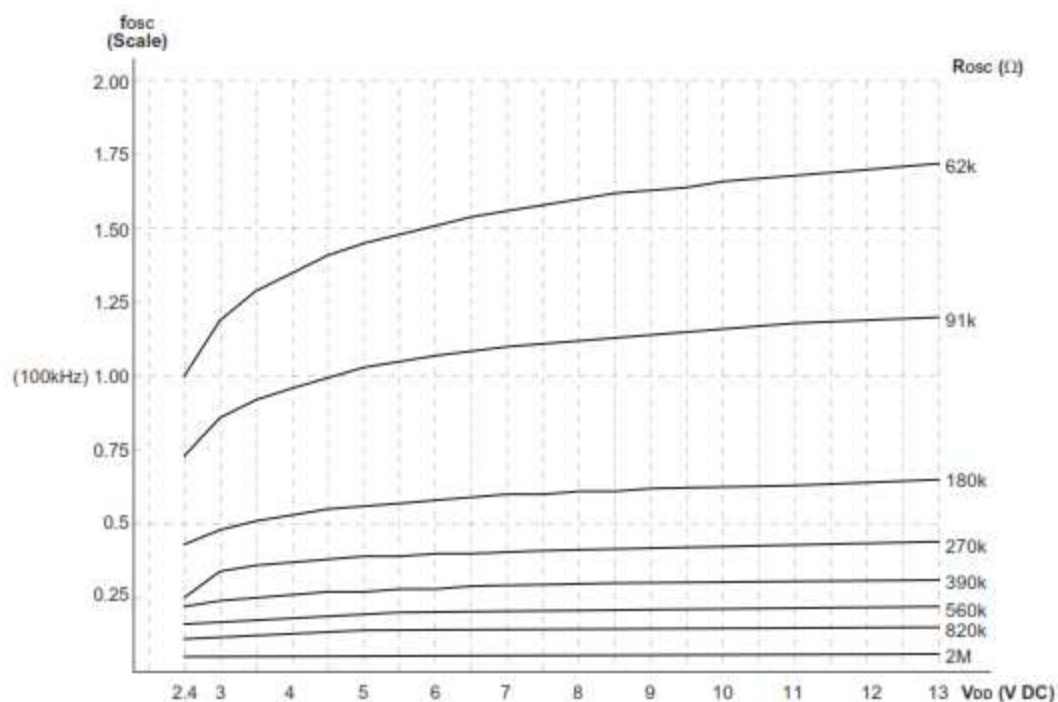
Encoder/Decoder Cross Reference Tables

Part No.	Data Pins	Address Pins	VT	Pair Encoder	Package			
					Encoder		Decoder	
					DIP	SOP	DIP	SOP
HT6030	0	12	√	HT6010	18, 20	20	18	20
HT6032	2	10	√	HT6010	18, 20	20	18	20
				HT6012	18	20	18	20
HT6034	4	8	√	HT6010	18, 20	20	18	20
				HT6014	18	20		

Address/Data Sequence

The following table describes the position of the address/data sequence for various models of the 3¹² series of decoders.

Part No.	Address/Data Bits											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
HT6030	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9	A10	A11
HT6032	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9	D10	D11
HT6034	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	D8	D9	D10	D11

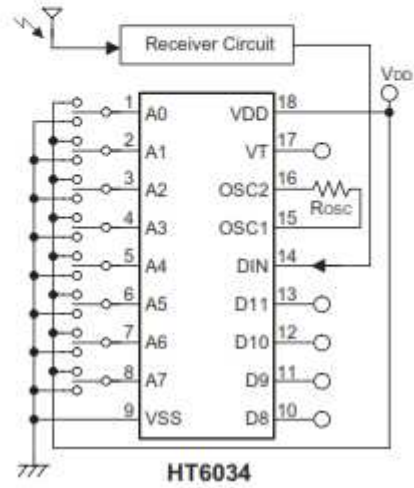
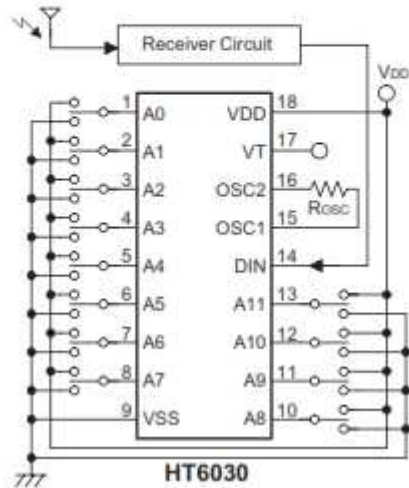
Oscillator Frequency vs. Supply Voltage


The Recommended Oscillator Frequency is f_{OSCD} (Decoder) \cong 33 f_{OSCE} (Encoder)



HT6030/HT6032/HT6034

Application Circuits



SHARP
PC3SF11YVZ Series

PC3SF11YVZ Series

*Zero cross type is also available.
(PC3SF21YVZ Series)

V_{DRM} : 600V, Reinforced insulation type
Non-zero cross type
DIP 6pin
Phototriac Coupler for triggering



■ Description

PC3SF11YVZ Series reinforced insulation type Phototriac Coupler include an infrared emitting diode (IRED) optically coupled to an output Phototriac.

These devices feature full wave control and are ideal isolated drivers for medium to high current Triacs.

DIP package provides 5.0kV isolation from input to output with superior commutative noise immunity.

■ Features

1. High repetitive peak off-state voltage (V_{DRM} : 600V)
2. Non-zero crossing functionality
3. I_{FT} ranks available (see Model Line-up section in this datasheet)
4. 6 pin DIP package
5. Reinforced insulation type (MIN. 0.4mm internal separation)
6. Superior noise immunity (dV/dt : MIN. 1 000V/μs)
7. Lead-free components are also available (see Model Line-up section in this datasheet)
8. Double transfer mold construction (Ideal for Flow Soldering)
9. High isolation voltage between input and output (V_{iso}(rms) : 5.0kV)

■ Agency approvals/Compliance

1. Recognized by UL1577 (Double protection isolation), file No. E64380 (as model No. **3SF11**)
2. Approved by CSA, file No. CA95323 (as model No. **3SF11**)
3. Approved by BSI : BS-EN60065, file No. 6690/BS-EN60950, file No. 7421, (as model No. **3SF11**)
4. Approved by SEMKO, EN60065/EN60950, file No. 0033029 (as model No. **3SF11**)
5. Approved by DEMKO, EN60065/EN60950, file No. 310107 (as model No. **3SF11**)
6. Approved by FIMKO, EN60065/EN60950, file No. 15795 (as model No. **3SF11**)
7. Approved by VDE ^(*)(DIN EN 60747-5-2), file No. 40008189 (as model No. **3SF11**)
8. Package resin : UL flammability grade (94V-0)

^(*) DIN EN60747-5-2 : successor standard of DIN VDE0884 Up to Date code "RD" (December 2003), approval of DIN VDE0884.
From Date code "S1" (January 2004), approval of DIN EN60747-5-2.

■ Applications

1. Triggering for Triacs used to switch on and off devices which require AC Loads.
For example heaters, fans, motors, solenoids, and valves.
2. Triggering for Triacs used for implementing phase control in applications such as lighting control and temperature control (HVAC).
3. AC line control in power supply applications.

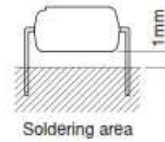
SHARP
PC3SF11YVZ Series
Absolute Maximum Ratings
 $(T_a=25^{\circ}\text{C})$

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I_F	50
	Reverse voltage	V_R	6
Output	RMS ON-state current	$I_T(\text{rms})$	0.1
	Peak one cycle surge current	I_{surge}	1.2 ^{*3}
	Repetitive peak OFF-state voltage	V_{DRM}	600
^{*1} Isolation voltage		$V_{\text{iso}}(\text{rms})$	5.0
Operating temperature		T_{opr}	-30 to +100
Storage temperature		T_{stg}	-55 to +125
^{*2} Soldering temperature		T_{sol}	270 ^{*4}

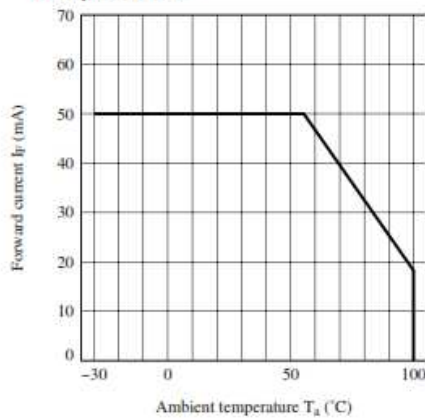
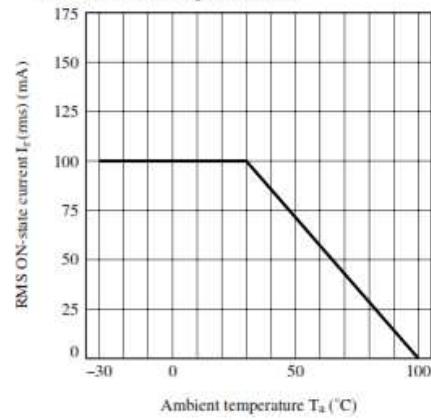
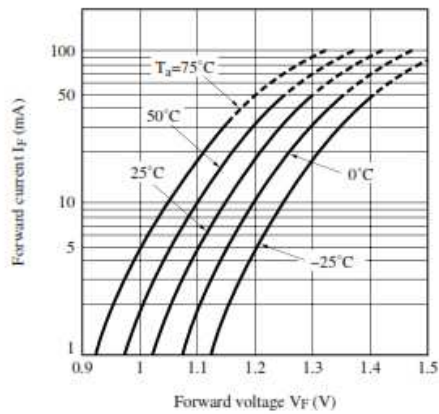
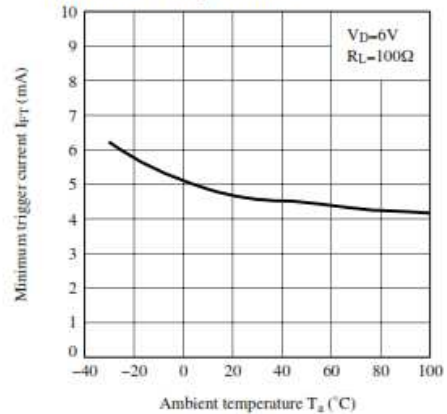
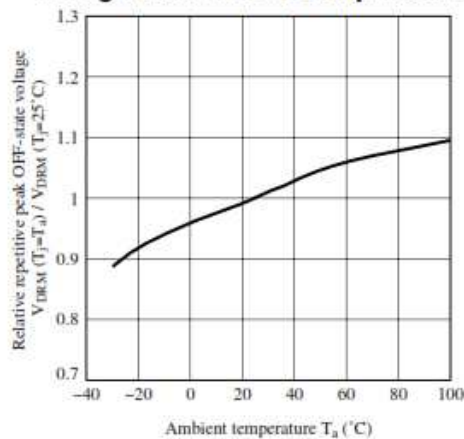
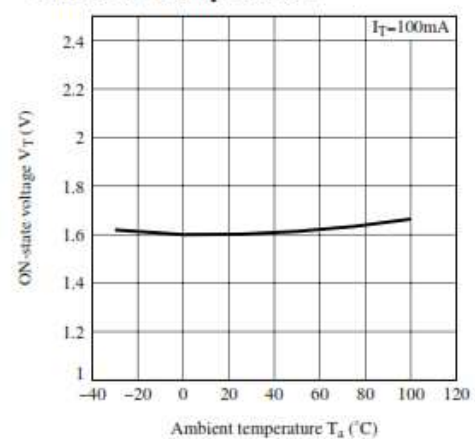
^{*1} 40 to 60%RH, AC for 1minute, f=60Hz

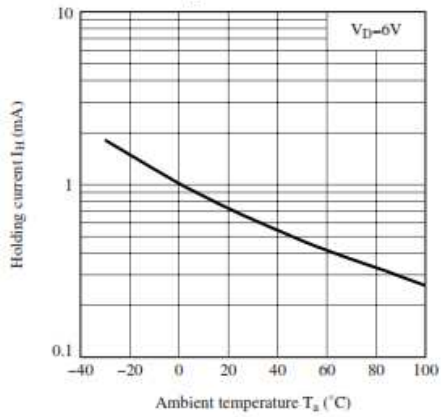
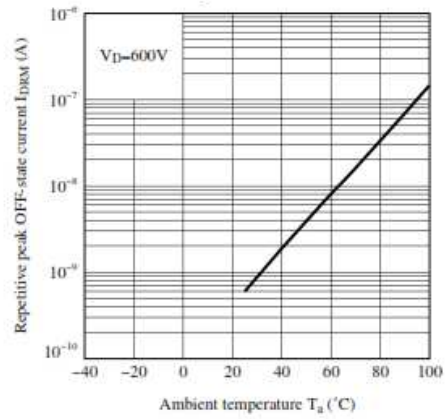
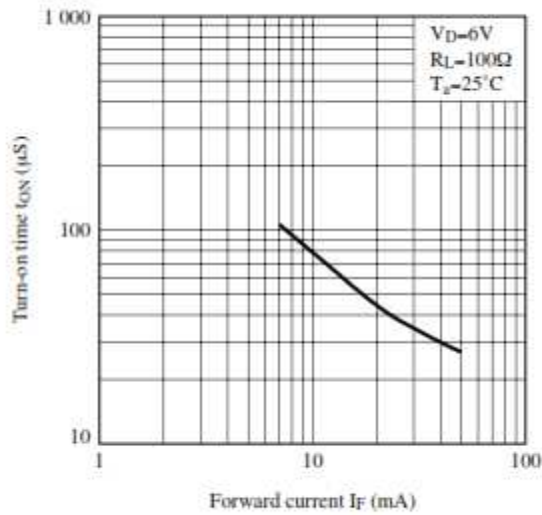
^{*2} For 10s

^{*3} f=50Hz sine wave

^{*4} Lead solder plating models: 260°C

Electro-optical Characteristics
 $(T_a=25^{\circ}\text{C})$

Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Input	Forward voltage	V_F		1.2	1.4	V
	Reverse current	I_R			10	μA
Output	Repetitive peak OFF-state current	I_{DRM}			1	μA
	ON-state voltage	V_T			2.5	V
	Holding current	I_H	0.1		3.5	mA
	Critical rate of rise of OFF-state voltage	dV/dt	1 000	2 000		V/ μs
Transfer characteristics	Minimum trigger current	I_{FT}			10	mA
					7	
	Isolation resistance	R_{ISO}	5×10^{10}	10^{11}		Ω
Turn-on time		t_{on}			100	μs

SHARP
PC3SF11VZ Series
Fig.1 Forward Current vs. Ambient Temperature

Fig.2 RMS ON-state Current vs. Ambient Temperature

Fig.3 Forward Current vs. Forward Voltage

Fig.4 Minimum Trigger Current vs. Ambient Temperature

Fig.5 Relative Repetitive Peak OFF-state Voltage vs. Ambient Temperature

Fig.6 ON-state Voltage vs. Ambient Temperature


SHARP
PC3SF11YVZ Series
Fig.7 Holding Current vs. Ambient Temperature

Fig.8 Repetitive Peak OFF-state Current vs. Ambient Temperature

Fig.9 Turn-on Time vs. Forward Current


Remarks : Please be aware that all data in the graph are just for reference.

SHARP

PC3SF11YVZ Series

■ Design Considerations

● Design guide

In order for the Phototriac to turn off, the triggering current (I_F) must be 0.1mA or less.

Please refrain from using these devices in a direct drive configuration.

These Phototriac Coupler are intended to be used as triggering device for main Triacs.

Please ensure that the output rating of these devices will be sufficient for triggering the main output Triac of your choice. Failure to do may result in malfunctions.

In phase control applications or where the Phototriac Coupler is being by a pulse signal, please ensure that the pulse width is a minimum of 1ms.

For designs that will experience excessive noise or sudden changes in load voltage, please include an appropriate snubber circuit as shown in the below circuit.

Please keep in mind that Sharp Phototriac Couplers incorporate superior dV/dt ratings which can often eliminate the need for a snubber circuit.

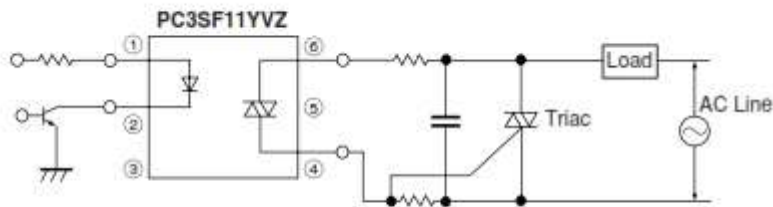
● Degradation

In general, the emission of the IRED used in Phototriac Couplers will degrade over time.

In the case where long term operation and / or constant extreme temperature fluctuations will be applied to the devices, please allow for a worst case scenario of 50% degradation over 5years.

Therefore in order to maintain proper operation, a design implementing these Phototriac Couplers should provide at least twice the minimum required triggering current from initial operation.

● Standard Circuit (Medium/High Power Triac Drive Circuit)



Note) Please add the snubber circuit according to a condition.

Any snubber or varistor used for the above mentioned scenarios should be located as close to the main output triac as possible.